SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

AUSTRIA	Sc. 24.90	INGHILTERRA	Sh. 6.10	NORVEGIA	Kr. N. 6.90
BELGIO	Fr. Bg. 48	JUGOSLAVIA	Din. 725	OLANDA	Fol. 3,50
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	LUSSEMB.	Fr. Bg. 48	PORTOGALLO	Esc. 27.60
FRANCIA	Fr. Fr. 4,70	MALTA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
GERMANIA	D. M. 3.85			SVIZZERA	Fr. S. 4.15

N. 11 - NOVEMBRE 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70

lineaS
FIVRE

SISTEMA

E

« SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV » +
« ELETTRONICA OGGI »
Chi si abbona entro il 30/11/69
RICEVE 4 OMAGGI:

I	N° speciale di « SPERIMENTARE » di 250 pagg.	L. 1.000
II	3 semiconduttori (1 BC/125 - 1 BA/130 - 1 OC/169 *)	L. 800
III	Carta di sconto G.B.C. 1970	
IV	GUIDA DEL RIPARATORE TV ediz. 1970 di 500 pagg.	L. 5.000
	Abbonamento a « SELEZIONE RADIO-TV »	L. 5.000
	Abbonamento ad « ELETTRONICA OGGI »	L. 10.000

* Oppure OC 170 - AC 138 **L. 13.500** ~~L. 21.800~~

SISTEMA

F

« SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV » +
« ELETTRONICA OGGI » +
« SPERIMENTARE »
Chi si abbona entro il 30/11/69
RICEVE 5 OMAGGI:

I	N° speciale di « SPERIMENTARE » di 250 pagg.	L. 1.000
II	N° speciale di « SELEZIONE RADIO-TV » di 300 pagg.	L. 1.000
III	6 semiconduttori (2 BC/125 - 2 BA/130 - 2 OC/169 *)	L. 1.600
IV	Carta di sconto G.B.C. 1970	
V	GUIDA DEL RIPARATORE TV ediz. 1970 di 500 pagg.	L. 5.000
	Abbonamento a « SELEZIONE RADIO-TV »	L. 5.000
	Abbonamento ad « ELETTRONICA OGGI »	L. 10.000
	Abbonamento a « SPERIMENTARE »	L. 3.500

* Oppure OC 170 - AC 138 **L. 15.900** ~~L. 27.100~~

NORME PER ABBONARSI

Per abbonarvi staccate la cartolina qui unita e completatela. Poi:
SE ABITATE VICINO A UN PUNTO DI VENDITA G.B.C.
— Presentate la cartolina
— Versate l'importo
— Ritirate immediatamente gli omaggi. Se non fossero disponibili, vi saranno inviati entro il più breve termine.
SE SIETE LONTANI DAI PUNTI G.B.C.
— Versate l'importo presso un Ufficio Postale, servendoVi del bollettino che troverete fra le pagine della rivista.
— Compilate la cartolina, annotandovi anche il numero e la data del versamento.
— Spedite la cartolina per posta.
— Attendete gli omaggi che Vi saranno inviati entro il più breve termine.

AFFRANCARE
CON LIRE
40

SERVIZIO ABBONAMENTI

Spett.
J.C.E.
v.le Matteotti, 66

20092 CINISELLO BALSAMO

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

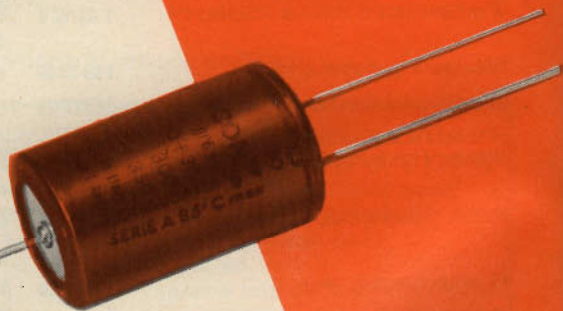
Sped. in abb. post. Gr. III/70

Novembre 1969

SOMMARIO

In copertina — Come nasce un cinescopio « FIVRE »

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
FACON
Mod. 003.25
NUOVA PRODUZIONE
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
FACON
Mod. 002.34
µF 50+50
VL 350
VI 450
NUOVA PRODUZIONE
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MORETTI G. - Roma
Apparecchi per il controllo del fumo, dei gas e simili

Per misurare e controllare con continuità il fumo dei camini, delle condotte di fumo o comunque dell'opacità dei fumi e dei gas di combustione delle caldaie e di qualsiasi altro generatore esistono degli strumenti noti con il nome di fumimetri od opacimetri i quali, se i controlli sono combinati con delle misure fornite dagli analizzatori di gas, permettono anche di migliorare la condotta delle caldaie con sensibile riduzione dei costi di esercizio.

Il segnale elettrico, che rappresenta la misura, può essere anche utilizzato per la registrazione e l'indicazione a distanza, per azionare un dispositivo di allarme ottico o sonoro, od anche per pilotare un sistema di regolazione. In questi apparecchi un fascio di raggi luminosi paralleli, emesso da una sorgente unica è diviso in due, tramite un apposito sistema ottico.

Il primo fascio, detto fascio principale, (vedere figura 1), attraversa il camino perpendicolarmente, mentre il secondo fascio, cioè il fascio di riferimento, è inviato ad una fibra ottica che gli consente di aggirare il camino senza attenuazione.

I due fasci luminosi sono inviati quindi a due cellule fotoelettriche ed i relativi segnali trasmessi ad un registratore che ne calcola il rapporto. La misura dell'opacità così ottenuta, mediante il rapporto di due segnali, non viene influenzata dalle variazioni di intensità della sorgente luminosa o da quelle dovuta alla rete di alimentazione.

Esistono anche degli opacimetri per galleria i quali permettono di controllare la densità dei fumi su uno spessore d'aria di 20 metri. Un modello della ditta SCHLUMBERGER è dotato di un sistema automatico di compensazione di deriva e di messa a zero senza necessità alcuna di ventilazione artificiale ed il suo segnale elettrico di uscita può essere inviato fino alla distanza di 10 km.

Per il controllo dell'inquinamento atmosferico la stessa ditta fornisce degli apparecchi (SF1, SF8) che misurano la quantità di fumi e la acidità totale (espressa convenzionalmente in anidride solforosa) contenute nell'aria prelevata in un determinato tempo, anche fino a 8 giorni consecutivi.

Il prelievo viene effettuato per mezzo di una pompa elettrica a flusso costante; l'aria aspirata passa attraverso un filtro di carta, un flacone di lavaggio ed un contatore volumetrico. L'analisi riflettometrica del deposito sul filtro ed il titolo di acidità del liquido della bottiglia di lavaggio permettono di

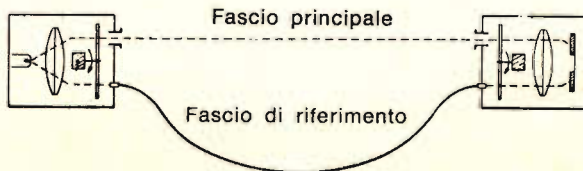



Fig. 1 - Schema di funzionamento di un opacimetro per camini o condotte di fumo.

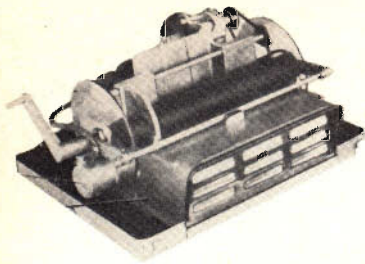



Fig. 2 - Fumimetro UTAC per la misura della opacità dei fumi di scarico dei veicoli.

stabilire il tasso di fumi e la acidità dell'aria prelevata.

In figura 2 è mostrato un fumimetro progettato dalla UTAC (Union Technique Automobile, Motocycle e Cycle), studiato specialmente per la misura ed il controllo della opacità dei fumi di scarico emessi da veicoli con motore ad accensione per compressione. La misura viene eseguita sulla totalità del flusso dei gas di scarico mediante un dispositivo fotoelettrico. La cellula fotoelettrica è collegata ad un microamperometro la cui scala è graduata da 0 a 100. Il valore 0 corrisponde al coefficiente di assorbimento infinito. L'apparecchio è alimentato con batteria a 12 V.

Per quanto riguarda la seconda parte del suo quesito possiamo genericamente precisare che la ditta SCHLUMBERGER può fornire anche i seguenti apparecchi: ONERA 80, analizzatore di gas a raggi infrarossi basato sul principio dell'assorbimento di tali raggi. I principali gas analizzabili sono CO, CO_2, CH_4, C_2H_2, C_2H_6, C_3H_8, C_4H_{10}, SO_2, NH_3.

HCD3, analizzatore e dosatore a continuità di CO_2 e che si basa sul principio della conducibilità termica.

PHLOGOR, analizzatore di ossigeno a suscettibilità paramagnetica ed altri.

Sig. GAFURRI E. - Genova
Eliminazione dei disturbi provocati da saldatrici

Per eliminare i disturbi elettrici provocati alle radioricezioni ed alla ricezione televisiva da parte delle saldatrici elettriche, del tipo a trasformatore, occorre in primo luogo revisionare accuratamente le saldatrici stesse e tutti i loro componenti, quali ad esempio prese, spine, interruttori, commutatori, derivazioni etc., in modo da eliminare qualsiasi falso contatto. I terminali ossidati dovranno essere accuratamente puliti e serrati in modo sicuro.

Eseguite dette operazioni si inseriranno nel circuito dei condensatori come è indicato in figura 3. I filtri naturalmente dovranno essere collegati direttamente ai morsetti del trasformatore.

Il valore dei vari condensatori impiegati come filtro è il seguente:

C_1 = 50.000 pF, tipo antiinduttivo, tensione di prova 3.000 V di lavoro 300 V

C_2 = 5.000 pF, tipo antiinduttivo, tensione di prova 3.000 V di lavoro 300 V

C_3 = 25.000 pF, tipo antiinduttivo, tensione di prova 3.000 V di lavoro 300 V

La tensione di lavoro si riferisce a saldatrici utilizzate su reti a 220 V, qualora il loro impiego avvenga su reti a 380 V la tensione di lavoro dovrà essere almeno di 500 V.

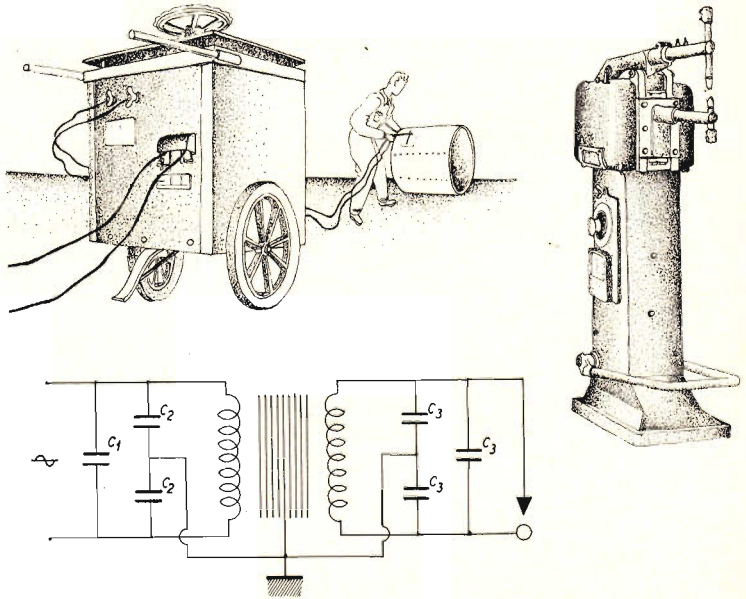



Fig. 3 - Filtri per la eliminazione dei disturbi radio e TV provocati dalle saldatrici elettriche a trasformatore.

Sig. CORRADO G. - Milano
Apparecchio per il controllo delle anomalie nella percezione dei colori da parte dei tecnici destinati alla messa a punto dei televisori a colori

La figura 4 si riferisce ad un anomaloscopio che è l'unico strumento che per-

metta di effettuare il controllo di anomalie nella percezione dei colori tramite la composizione di colori spettrali puri, ed in modo particolare la distinzione fra due tipi principali di colori bicromatici, rosso-giallo e verde-giallo mediante la comparazione di Rayleigh, cioè la comparazione apparente. Esso quindi è particolarmente indicato per la individuazione delle anomalie nella percezione cromatica, daltonismo, e per la distinzione dei due gruppi di dicromati.

Nelle sue caratteristiche costruttive l'anomaloscopio di Nagel è del tutto simile ad uno spettroscopio a visione diretta. Le sue parti principali sono: un collimatore con il sistema delle fenditure, il diaframma di Vierling, il prisma a visione diretta, con elevata dispersione, l'obiettivo, con lente di accomodamento per la nitida messa a fuoco del campo di osservazione.

La luce in genere viene fornita da una lampada avente una fortissima intensità che illumina uno schermo opalino. Una superficie di adattamento, montata sullo strumento, dà all'occhio un punto di partenza definito per l'esame.

La posizione delle fenditure ed il sistema ottico devono essere regolate in modo che solamente luci della lunghezza d'onda di 5893 A° (giallo), 6708 A° (rosso) e 5460 A° (verde), escano dal diaframma dello strumento.

La figura 5 si riferisce ad un ANOMALOSCOPIO DI NAGEL, della ditta Ing. S. & Belotti, le cui caratteristiche sono le seguenti:

Sorgente luminosa: *lampadina del tipo per proiettori film a passo ridotto (Osram);* sorgente luminosa per la superficie di adattamento: *lampadina Osram a 220 V, 60 W (oppure a 110 V);* viti micrometriche per la regolazione delle fenditure: *una divisione del tamburo uguale a 0,005 mm;* grandezza del campo di osservazione: *2° 10';* prisma a visione diretta: *dispersione, angolo di cui si deve ruotare il prisma per passare dalla riga del rosso alla riga del blu: 5° 30'; visione diretta per luce gialla.*

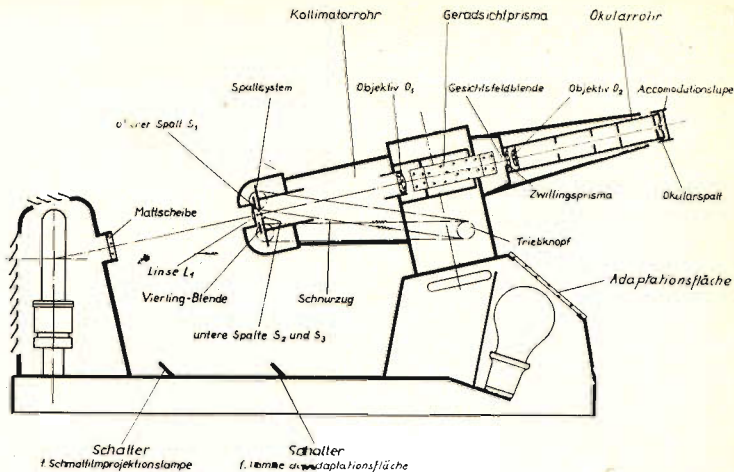



Fig. 4 - Schema costruttivo di un anomaloscopio per il controllo delle anomalie nella percezione dei colori.

Fig. 5 - Anomaloscopio di Nagel, della ditta Ing. S. e G. Belotti il cui schema costruttivo è mostrato in fig. 4.

Questo anomaloscopio è regolato in modo che per una persona che non abbia anomalie nella percezione cromatica la suddivisione del dischetto superiore sia sulla posizione 15 e il dischetto inferiore sia portato sulla posizione 40. E' opportuno che durante l'esame venga azionata soltanto la manopola del dischetto inferiore, dopo che quella del dischetto superiore è stata portata in posizione 15.

Da quanto abbiamo detto pensiamo che l'apparecchio in questione sia l'unico che possa essere impiegato per il controllo dei tecnici che dovranno dedicarsi alla messa a punto degli apparecchi per la televisione a colori i quali indubbiamente, come lei afferma, non devono essere soggetti ad anomalie nella percezione dei colori.

Sig. NARDI P. - Torino
Amplificatore stereo G.B.C. da 40 + 40 W, e miscelatore

L'amplificatore stereo da 80 W, con sintonizzatore FM, della G. B. C., modello za/0770-00, mst 6, che le è stato suggerito, le consentirà senz'altro di risolvere il suo problema tenuto conto che la potenza di 40 + 40 W è da ritenere più che sufficiente per servire un locale per audizioni, le cui dimensioni sono di 7 x 15 metri.

Le caratteristiche di questo complesso sono le seguenti:

Sezione sintonizzatore:

Gamma di frequenza: da 87 a 108 MHz.

Sensibilità in antenna: 3 μV.
Distorsione armonica al 100 per cento di modulazione: 0,5%.

Rapporto segnale/disturbo al 100% di modulazione: 70 dB.

Reiezioni d'immagine: $\leq$ 60 dB.

Separazione decoder: 40 dB a 1.000 Hz.

Sezione amplificatore:

Potenza: 40 + 40 W di picco su 8 Ω; 20 + 20 W continui su 8 Ω.

Distorsione armonica: alla massima potenza: < 1%; a 3 dB sotto la massima potenza: < 0,3%.

Risposta di frequenza: 10 - 40.000 Hz ± 2 dB.

Rapporto segnale/disturbo: controllo di volume al minimo: 75 dB; ingresso fono magnetico: 60 dB; ingresso ausiliario: 70 dB.

Sensibilità: ingresso fono magnetico: 1,3 mV; ingressi ausiliari: 150 mV.

Si tratta di un complesso completamente transistorizzato costruito su circuito stampato e moduli estraibili, la qualcosa facilita le ispezioni e le eventuali operazioni di manutenzione e che dispone di controllo automatico di frequenza e della commutazione automatica in FM stereo.

Miscelatori per microfoni ne esistono due versioni. Il modello qq/0198-00 interamente transistorizzato, con ingressi per microfono, sintonizzatore, giradischi e registratore ed unica uscita, completo di quattro regolatori di volume per micro. Lingresso è del tipo ad alta impedenza, il guadagno 6 dB. Il massimo segnale di entrata è 1,5 V mentre quello di uscita è di 2,5 V con minima distorsione a 2 V. L'alimentazione è effettuata mediante una batteria a 9 V.

Il modello qq/0196-00 è un miscelatore stereo-mono simile al precedente ma con due uscite ed un commutatore mono-stereo.

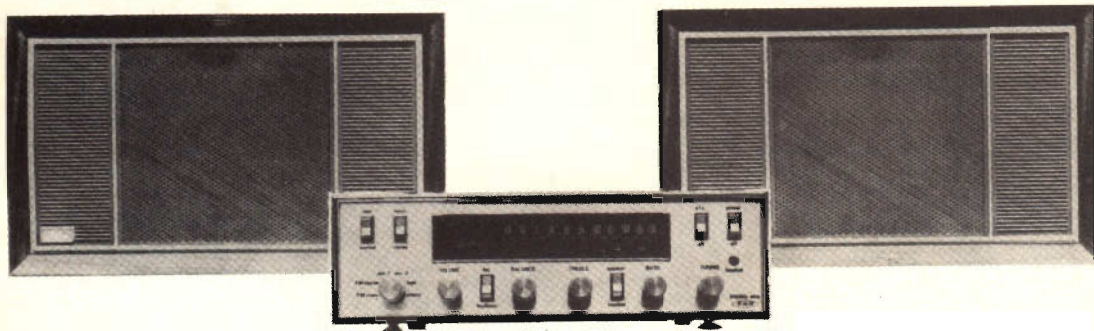



Fig. 6 - Amplificatore stereo G.B.C. 40 + 40 W completo di sintonizzatore FM (ZA/0770-00, MST 6). La foto illustra anche due diffusori G.B.C. tipo AA/1500-00.

Sig. PARODI G. - Genova
Quarzi per radiotelefoni

Presso la G.B.C. locale potrà trovare una ricca serie di quarzi del tipo subminiatura adatti per radiotelefoni, trasmettitori, autoradio, radiocomandi, che funzionino nella citizens band. Le loro caratteristiche principali sono le seguenti: tolleranza di frequenza ± 0,005%; campo di temperatura —55 + 90 °C; oscillazione, terza armonica meccanica; risonanza in parallelo; capacità di carico 32 pF.

Naturalmente, a seconda del tipo di oscillatore impiegato, può essere opportuno, allo scopo di ottenere una esatta sintonizzazione, aggiungere un compensatore in parallelo od in serie al quarzo.

Il contenitore di ciascun quarzo è del tipo metallico e su di esso è indicato il numero del canale, la relativa frequenza e l'indicazione se il cristallo è destinato ad un ricevitore o ad un trasmettitore.

Gli stadi di media frequenza del ricevitore dovranno essere accordati sulla frequenza stessa fra il cristallo trasmittente e quello ricevente, relativi ad uno stesso canale.

I valori delle frequenze corrispondenti ai singoli canali potrà rilevarli nel CATALOGO COMPONENTI DELLA G.B.C., da pagina 1449 a pagina 1453.

Sig. MACRELLI P. - Genova
Controllo di un televisore

La verifica della sezione relativa al sincronismo orizzontale del televisore in suo possesso può essere eseguita mediante il solo impiego dell'oscillografo. A questo scopo occorre sintonizzare il televisore sulla emittente locale e quindi controllare la forma degli oscillogrammi del segnale composto dente di sega-circuito volano, al terminale del trasformatore dell'oscillatore bloccato orizzontale, come è indicato in figura 7.

L'oscilloscopio sarà inserito nel circuito tramite una sonda del tipo a bassa capacità, dell'ordine di 10 pF, e dovrà avere una buona risposta almeno fino a 300 kHz.

Per quanto concerne il suo secondo quesito è evidente che tutti gli oscillogrammi ricavati nell'esame di un televisore, compresi naturalmente quelli relativi ai circuiti di deflessione orizzontale e verticale, debbano corrispondere agli oscillogrammi indicati dal costruttore a fianco dello schema elettrico, salvo quelle piccole differenze che sono normalmente ammesse.

Al fine di eseguire un corretto controllo delle varie curve di risposta, dei circuiti a radio e media frequenza, l'uso di un buon generatore sweep con marker e di un voltmetro a valvola, da adoperare in unione all'oscillografo è indispensabile.

In figura 8 riportiamo i principali oscillogrammi che in linea di massima sono riportati negli schemi elettrici dai costruttori: il numero posto al di sotto di ciascun oscillogramma viene riportato nel punto del circuito dal quale esso è stato ricavato.

Sugli altri argomenti ci intratteremo in futuro nella rubrica SERVIZIO RADIO TV.

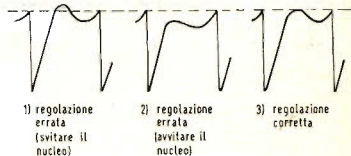



Fig. 7 - Oscillogrammi del segnale composto, dente di sega-circuito volano, ricavato all'uscita del trasformatore dell'oscillatore bloccato orizzontale.

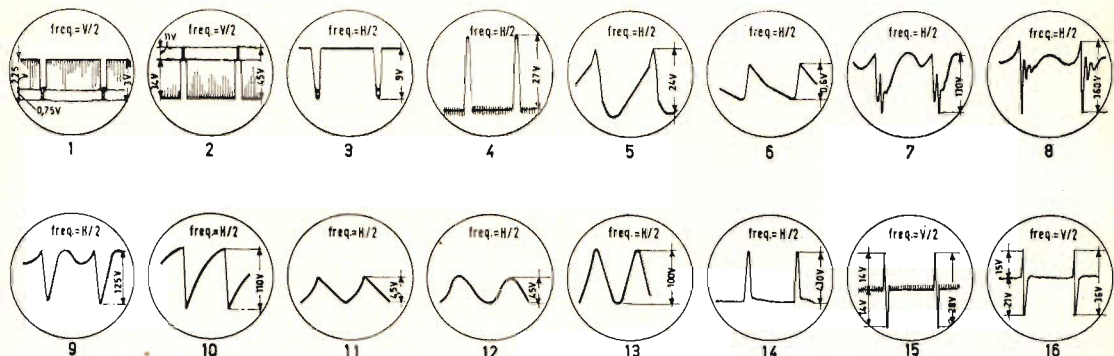



Fig. 8 - Tipici oscillogrammi di un televisore. Ciascuno di essi si riferisce ad un determinato punto indicato nello schema elettrico con lo stesso numero di riferimento. Gli oscillogrammi a frequenza di riga e quelli con tensione picco-picco superiore a 100 V, sono stati rilevati con un riduttore capacitivo di tensione 10 : 1.

Sig. FERRARI R. - Milano
Alimentatori per ioni negativi o di tipo similare

La figura 9 si riferisce ad un moltiplicatore di tensione a diodi con il quale è possibile ottenere una tensione di uscita di 5.000 Vc.c. partendo dalla tensione di alimentazione a 220 V.

I diodi impiegati dovranno essere in grado di sopportare il valore doppio della tensione di punta di alimentazione ad esclusione del primo il cui carico è dell'ordine dei 320 V.

La resistenza R, all'ingresso del circuito, ha esclusivamente il compito di proteggere l'apparecchio dalle sovratensioni. Naturalmente si può ottenere una tensione di uscita maggiore aggiungendo delle altre cellule raddrizzatrici filtrate da condensatori da 100 nF, fino ad un certo numero di cellule e da 220 nF, successivamente.

Il pregio di questo moltiplicatore è quello di avere un consumo inferiore agli alimentatori ad alta frequenza pur essendo più costoso di questi.

In considerazione del fatto che la resistenza interna del raddrizzatore è molto elevata, è alquanto difficile

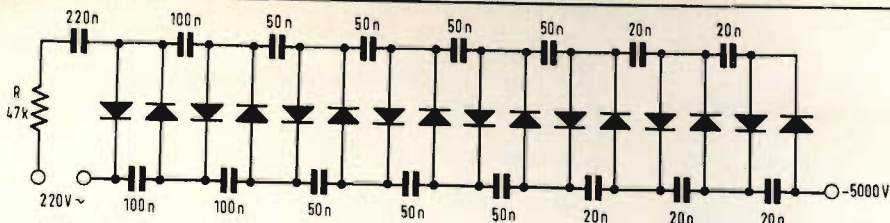



Fig. 9 - Alimentatore per generatore di ioni negativi con uscita a 5000 V.

controllare la tensione di uscita. In genere si aggira l'ostacolo procedendo alla misura delle correnti I_1 e I_2 che circolano attraverso una resistenza R_1 da 100 MΩ ed R_2 da 200 MΩ.

Si calcola prima la resistenza R_i con la seguente formula:

$$R_i = \frac{R_2 I_2 - R_1 I_1}{I_2 - I_1}$$

e quindi la tensione a vuoto:

$$E = I_2 (R_2 + R_i)$$

La resistenza interna comprende una resistenza di protezione di uscita composta da nove resistori da 1 MΩ, collegati in serie fra di loro.

La figura 10 si riferisce invece ad un convertitore a transistor il quale da una tensione di uscita di 1.000 V, partendo da una tensione di alimentazione di 12 V.

La sezione oscillatrice è composta da due transistor tipo OC72. I due trasformatori sono del tipo « driver », impiegati normalmente nei montaggi in push-pull per detti transistori.

La reazione che è necessaria per fare entrare in oscillazione il convertitore si ottiene iniettando all'entrata, tramite il condensatore C_1, i segnali prelevati dal trasformatore T_2. Questo trasformatore dovrà avere un rapporto 4,5 : 1, allo scopo di consentire di avere alle sue estremità una tensione di cresta dell'ordine di 100 V.

Nell'apparecchio originale erano stati montati dei diodi al silicio ma se si tiene conto che le tensioni inverse sono inferiori a 40 V e la corrente media fornita da ciascun diodo è inferiore ai 20 mA, possono essere usati anche dei diodi al germanio come ad esempio l'OA81.

La stabilizzazione può essere eventualmente ottenuta mediante delle lampade al neon come è chiaramente visibile nello schema di figura 10.

Sig. BERTOLLI G. - Firenze
Livelli sonori

In primo luogo, riferendoci alla prima parte della sua lettera, precisiamo che si definisce con il nome di livello assoluto di tensione il rapporto logaritmico, espresso in Neper o in decibel, del valore di tensione in millivolt esistente in un determinato punto di un circuito, o di un

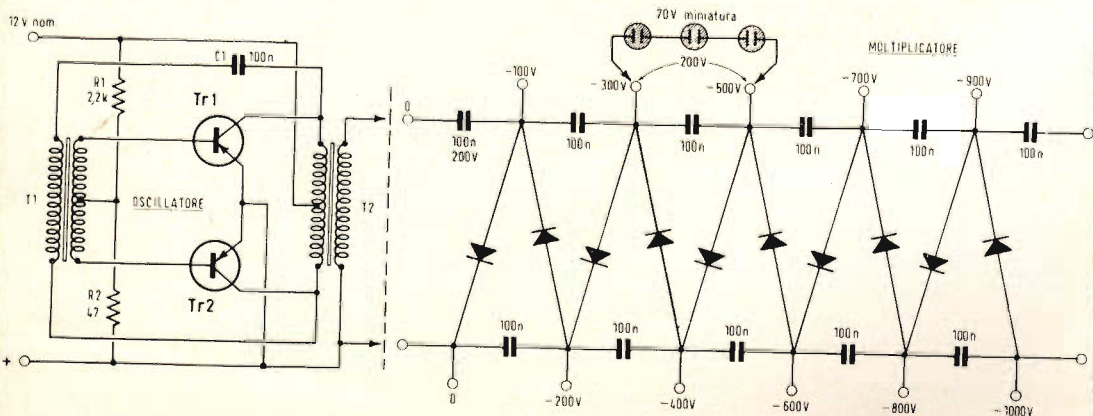



Fig. 10 - Convertitore a transistor adatto a fornire una tensione massima di 1000 V.

apparecchio qualsiasi, rispetto al corrispondente livello zero di tensione pari a 775 mV. Analogamente si può procedere alla valutazione del livello assoluto di corrente, riferito al livello zero di 1,29 mA, e a quello di potenza, riferito al livello zero di 1 mW.

Per quanto concerne il significato del valore di livello assoluto dal punto di vista fisiologico, riferendosi a delle prove eseguite su un elevato numero di persone con caratteristiche di udito medie, nelle quali naturalmente sono state impiegate delle apparecchiature adatte, è stata compilata la seguente tabella:

In detta valutazione del livello assoluto di trasmissione i segni algebrici dei rapporti seguono la convenzione che il segno positivo indica livelli energetici maggiori di quelli di riferimento e minori il segno negativo. Ciò in accordo al segno assunto dal livello relativo di trasmissione, qualora si consideri il livello zero come il livello che entra. Sovente si usa valutare la situazione di un determinato punto di un circuito indicandone semplicemente il livello di tensione in quel punto. Questo valore non è altro che il livello assoluto di tensione misurato quando il circuito è alimentato da un generatore normale.

Potenza	Livello assoluto N	dB	Sensazione uditiva
22 W	+ 5	+ 43,43	insopportabile
2,98 W	+ 4	+ 34,74	eccessiva
404 mW	+ 3	+ 26,05	tollerabile
54 mW	+ 2	+ 17,37	fortissima
7,29 mW	+ 1	+ 8,687	forte
1 mW	0	0	ottima
135 µW	— 1	— 8,687	buona
18 µW	— 2	— 17,37	mediocre
2,5 µW	— 3	— 26,05	sufficiente
0,24 µW	— 4	— 34,74	debole
0,05 µW	— 5	— 43,43	insufficiente

Sigg. COPPOLA E., ROBERTI G.

Riferendoci a quanto pubblicato nella rubrica « I lettori ci scrivono » del n° 8/1969, precisiamo che l'indirizzo della ditta TICCHIONI che fabbrica la pipa per laringectomizzati è il seguente: Via Pestalozzi, 3/5 - 50018 SCANDICCI (Firenze).

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 11 - Novembre 1969
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

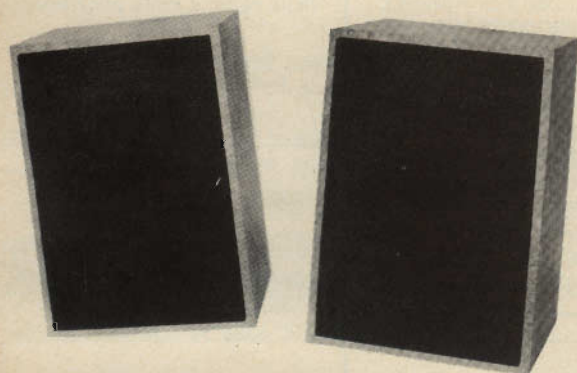
Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400
numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950
per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

Il transistor BC 107 è particolarmente adatto per dare la migliore qualità nella riproduzione sonora e per meglio illustrare queste sue qualità, descriviamo un circuito preamplificatore-miscelatore.

BASSA FREQUENZA

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE

Il circuito che stiamo per descrivere è equipaggiato con i transistor BC 107 al silicio N-P-N costruiti con la tecnica planare-epitassiale. Questo tipo di transistor è in grado di dare un alto guadagno con un basso rumore durante il funzionamento su una vasta gamma di correnti di ingresso da 10 μA in poi. Sono quindi particolarmente adatti per essere impiegati negli stadi di bassa frequenza dove sono richiesti un rumore basso e una impedenza d'ingresso variabile. L'alto guadagno del dispositivo e le caratteristiche risultanti dall'impiego della tecnica epitassiale ha allargato l'applicazione di questi transistor anche per altri stadi.

Preamplificatore-miscelatore a sei ingressi

Il miscelatore descritto in questo articolo è stato sviluppato in modo che possa dare una gamma piuttosto estesa di applicazioni. L'unità è stata inserita in un alimentatore, uno stadio miscelatore di uscita e in un gruppo di moduli che sono in grado di adattarsi ai vari tipi di sorgenti, e possono essere cambiati l'uno con l'altro, in modo da variare i tipi di ingresso.

Questo procedimento è del tutto diverso da quello normalmente usato nei circuiti miscelatori che sono stati prodotti con un gruppo fisso di ingressi, offrendo un campo minore di applicazioni.

Stadio di uscita

Per assicurare che il circuito possa funzionare sia con amplificatori a valvole che a transistor, è necessario che sia disponibile una tensione di uscita elevata con una bassa impedenza. Lo stadio miscelatore mostrato in fig. 1 è stato progettato per funzionare con una corrente di collettore di 6 mA e in modo che sia in grado di produrre circa 200 μA efficaci di uscita su un carico di 600 Ω, oppure 180 mV efficaci su un carico maggiore di 10 kΩ. Lo stadio è stato progettato per funzionare con una considerevole reazione negativa, in modo da assicurare una qualità molto alta di riproduzione sonora.

I sei ingressi sono stati sistemati in modo tale che la specificazione richiesta delle unità sia circa 100 mV efficaci attraverso i 10 kΩ del controllo di volume. Con questo livello, la combinazione delle resistenze di isolamento da R_{10} a R_{15} per-

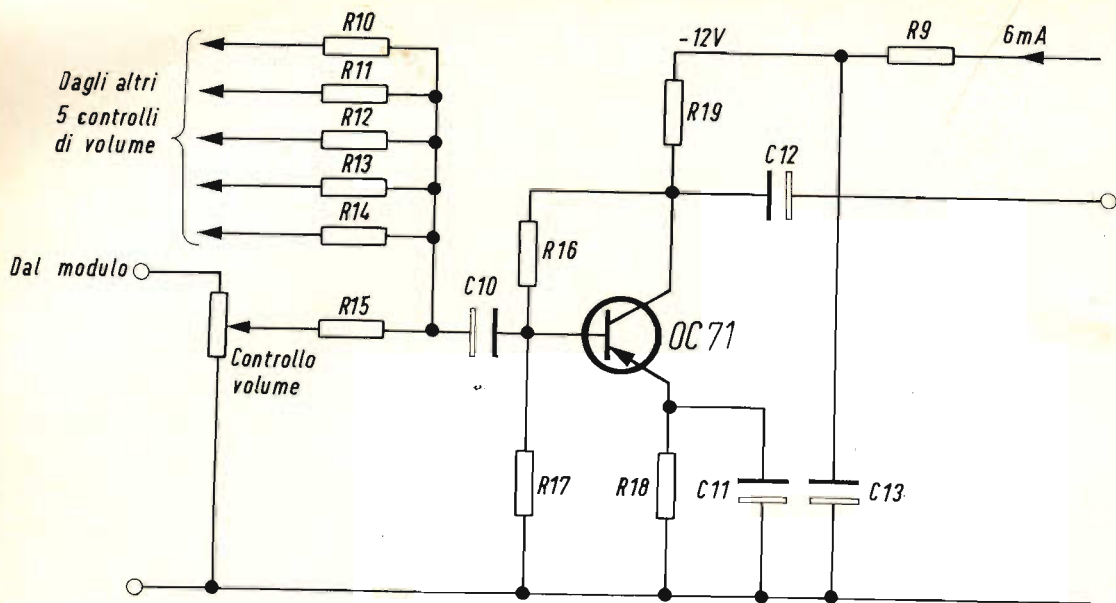



Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio miscelatore progettato per funzionare con una corrente di collettore di 6 mA.

Componenti

R_{10} - R_{15} = 10 kΩ
R_{16} = 27 kΩ
R_{17} = 10 kΩ
R_{18} = 470 Ω
R_{19} = 1 kΩ
* R_9 = 820 Ω
Controllo di volume = 10 kΩ log.
C_{10} = 10 µF / 16 V
C_{11} = 125 µF / 4 V o 100 µF / 4 V
C_{12} = 125 µF / 16 V o 100 µF / 16 V
C_{13} = 125 µF / 16 V o 100 µF / 16 V

* Valore scelto per l'alimentatore di fig. 8. Tutte le resistenze sono da 1/8 W.

mette un pilotaggio sufficiente per essere applicato allo stadio finale in modo da produrre l'uscita specificata, sebbene si dovrebbe ricordare che quando solamente un ingresso è in funzione, il livello di uscita sarà considerevolmente più basso di quello menzionato.

Stadi d'ingresso - Modulo 1

Il circuito elettrico di fig. 2 rappresenta il primo dei circuiti che sono intesi per l'impiego con microfoni aventi delle impedenze comprese fra circa 25 Ω e 1 kΩ. Questo tipo di microfono lavora in modo molto soddisfacente molto più grande di quella del microfono stesso e perciò non è necessario regolare l'impedenza d'ingresso sul modulo per i vari tipi di microfoni usati. Comunque la sensibilità non avrà alcun bisogno di regolazione e per questa ragione R_{26} sarà omessa oppure il suo valore verrà cambiato secondo l'impedenza del microfono usato. Il valore di 47 Ω riportato è stato trovato soddisfacente per l'impiego con un microfono da 600 Ω e questo valore sarà ridotto quando l'impedenza del microfono diventerà zero per un microfono da 25 Ω. Per questa ragione al circuito può essere collegato qualsiasi tipo di microfono in possesso del costruttore. Se si deve impiegare solo un microfono per volta, si può mettere un potenziometro di preregolazione al posto della R_{26}, questo permette la regolazione di ogni microfono singolo.

Modulo 2

Lo schema di fig. 3 è adatto per funzionare con impedenze di ingresso maggiori

TELECOMUNICAZIONI
AUSO
SIEMENS
SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.
Difon
RICEVITORE PER FILODIFFUSIONE
ELA 43 - 16

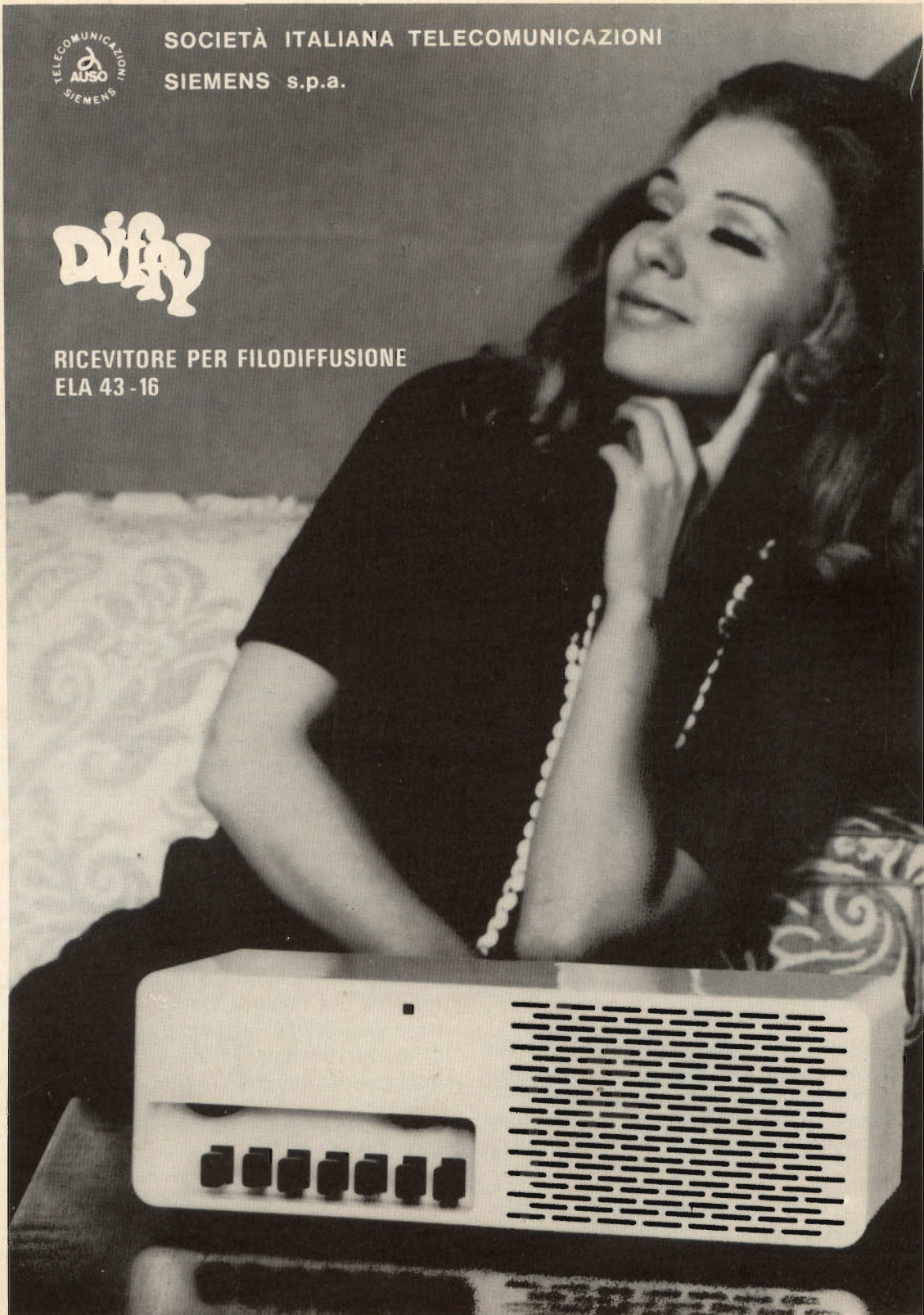
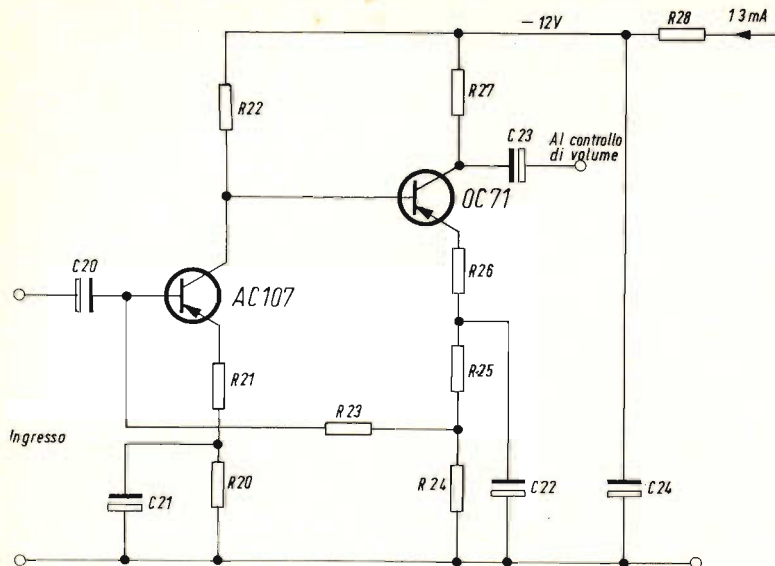



Fig. 2 - Circuito del modulo 1.

Componenti

R_{20} =	3,3 kΩ
** R_{21} =	220 kΩ
** R_{22} =	27 kΩ
** R_{23} =	4,7 kΩ
R_{24} =	1 kΩ
R_{25} =	1,8 kΩ
** R_{26} =	47 Ω
R_{27} =	5,6 kΩ
* R_{28} =	5,6 kΩ
C_{20} =	80 µF / 2,5 V o 125 µF / 2,5 V
C_{21} =	125 µF / 4 V o 100 µF / 4 V
C_{22} =	250 µF / 4 V
C_{23} =	10 µF / 16 V
C_{24} =	125 µF / 16 V o 100 µF / 16 V

* Valore scelto per l'alimentatore di fig. 8.
** Resistenze di alta stabilità - Tutte da 1/8 W.

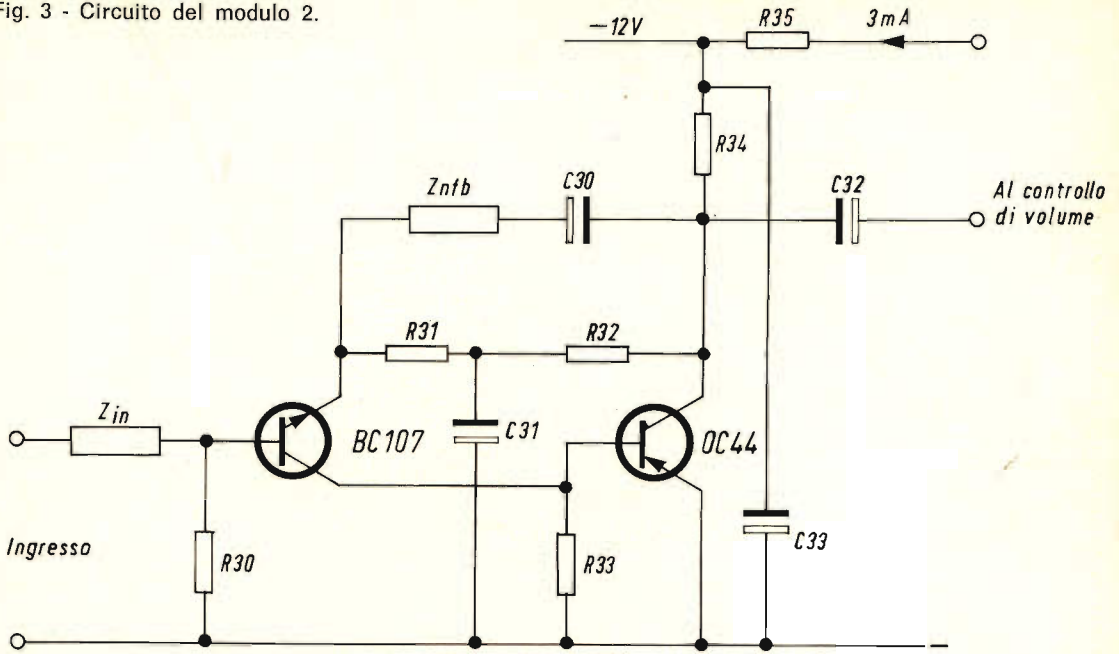
di quelle del circuito del modulo 1 e per ottenere questo si impiega il transistor BC 107. L'impiego di questo transistor comporta una configurazione circuitale insolita che riporteremo in modo dettagliato.

In fig. 4, si può vedere che la tensione di base e la corrente del transistor OC 44 sono controllate dal partitore di tensione formato dalla resistenza di collettore del BC 107 e R_2.

Questi parametri sono regolati in modo che la tensione base emettitore V_{BE} dell'OC 44 sia 150 mV. A questo punto (punto di transizione) la conduzione del transistor cambia rapidamente come si può vedere in fig. 6. E' ovvio che se R_2 viene scelta in modo da sopportare la maggior parte della corrente di collettore del BC 107, una piccola variazione della tensione sulla base dell'OC 44 porterà anche una variazione notevole nella corrente su questa base, senza alterare la corrente di collettore del BC 107.

La base del BC 107 è collegata alla sua sorgente della corrente di polarizzazione da R_1, che è il braccio più basso del circuito del potenziometro d'ingresso ed è scelta in modo che il potenziale di base sia di soli pochi millivolt rispetto al potenziale del telaio. Mentre la corrente di base del BC 107 è una piccola frazione di un microamper, il valore di R_1 può raggiungere facilmente l'ordine del chiloohm.

A causa della bassa corrente di emettitore del BC 107 e a causa del fatto che questo transistor è funzionante nel suo punto di transizione (vedere fig. 6) succede che il potenziale dell'emettitore sarà solo di circa 600 mV rispetto al potenziale del telaio; mentre la tensione finale dei transistor di questo tipo è di soli 100 mV.

Fig. 3 - Circuito del modulo 2.

Componenti

** R_{30} = 100 kΩ o 22 kΩ	* R_{35} = 3,9 kΩ
** R_{31} = 470 Ω	C_{30} = 10 μF / 16 V
R_{32} = 27 kΩ	C_{31} = 40 μF / 2,5 V o 32 μF / 2,5 V
** R_{33} = 1,5 kΩ	C_{32} = 10 μF / 16 V
R_{34} = 2,7 kΩ	C_{33} = 125 μF / 16 V o 100 μF / 16 V

* Valore scelto per l'alimentatore di fig. 8. ** Resistenze ad alta stabilità.

Fig. 4 - Circuito c.c. del modulo 2.

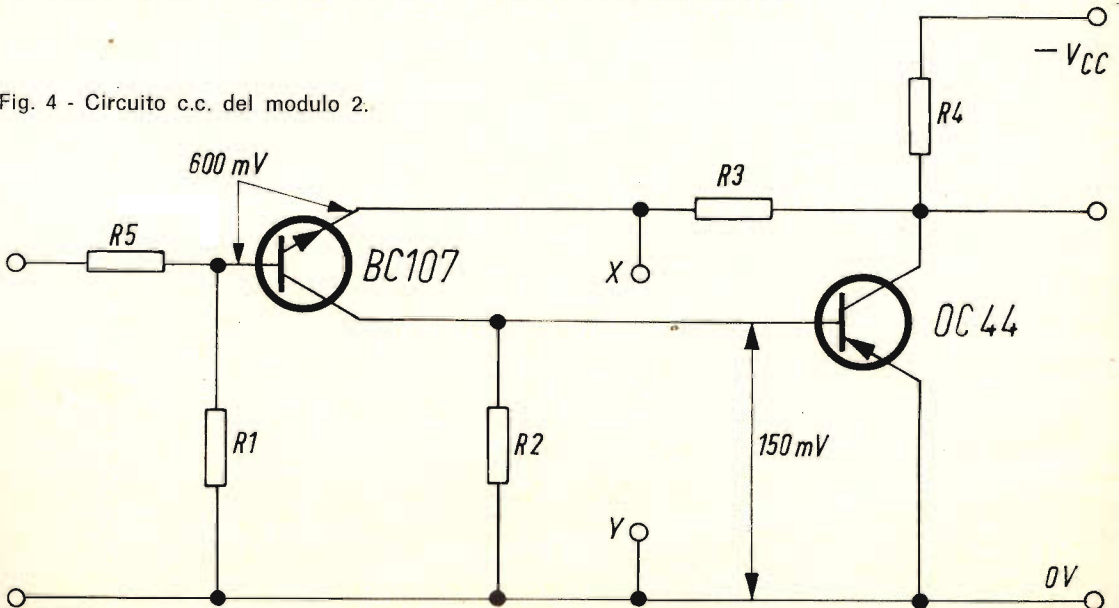
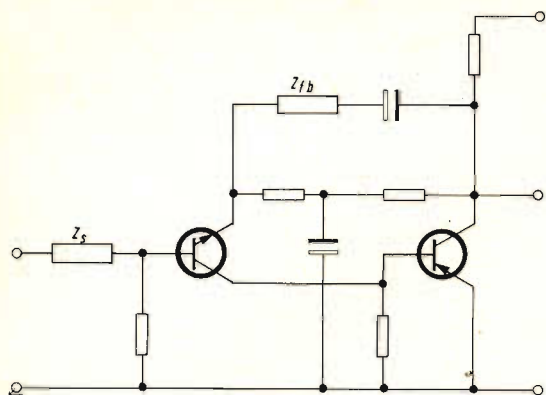



Fig. 5 - Circuito c.a. del modulo 2.

La corrente di emettitore del BC 107 (e quindi quella dell'OC 44) è determinata dal valore di R_3 e dalla tensione di collettore dell'OC 44. Questa corrente è molto minore della corrente di collettore dell'OC 44, la cui tensione di collettore è idealmente circa la metà di quella di alimentazione.

Il valore di R_3 sarà perciò diverse volte quello di R_4. Dalla scelta corretta delle correnti di emettitore dei due transistor, si può fare un progetto che presenti basso rumore e guadagno elevato.

L'azione del circuito può essere spiegata considerando una variazione del potenziale negativo incrementale sulla base del BC 107. Dall'azione del transistor sul BC 107, la sua corrente di collettore cade, riducendo considerevolmente la corrente dell'OC 44, per mezzo del meccanismo descritto in precedenza. La corrente di collettore dell'OC 44 cade anche essa, e la sua tensione di collettore varia negativamente, cosa questa che causa un aumento notevole della tensione base emettitore e della corrente del BC 107.

Questo movimento tende a cancellare la variazione iniziale ed è perciò necessaria una reazione negativa.

Grazie al guadagno molto grande e alla presenza della reazione, la stabilità del circuito è molto buona, anche se nella forma riportata in fig. 4 lo stadio del guadagno non è grande.

Il guadagno c.a. può essere reso senza danneggiare la stabilità c.c., cortocircui-

TABELLA 1

Tipo di ingresso	Z_{in}	Z_{nfb}	Sensibilità	Livello di rumore netto 100 mV	Risposta di frequenza (a 1 kHz)
Pick-up magnetici	2 μF R_{30} = 100 kΩ	15 nF//4,7 kΩ in serie con 47 nF	7,8 mV a 1 kHz	54 dB	vedere fig. 7
Pick-up cristallo	1,8 MΩ R_{30} = 22 kΩ	4,7 kΩ	900 mV	60 dB	± 1 dB, da 20 Hz a 20 kHz
Pick-up ceramici	1,8 MΩ R_{30} = 100 kΩ	4,7 kΩ	220 mV	54 dB	± 1 dB, da 20 Hz a 20 kHz
Microfoni a cristallo	22 nF//R_{30} R_{30} = 100 kΩ	∞	15 mV	50 dB	± 3 dB, da 30 Hz a 20 kHz
Microfoni magnetici ad alta impedenza	2 μF R_{30} = 100 kΩ	10 kΩ	5 mV	60 dB	± 1 dB, da 20 Hz a 20 kHz

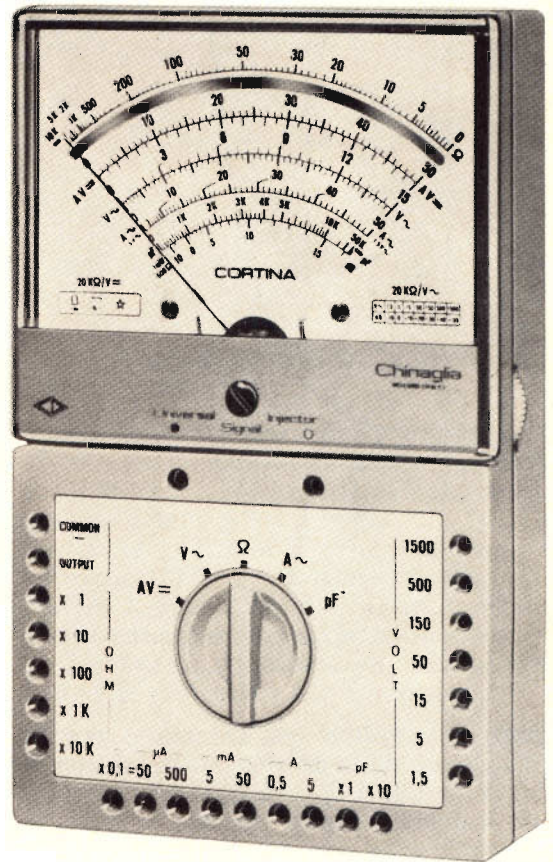
NUOVO ANALIZZATORE MOD. **CORTINA**

20kΩ/V

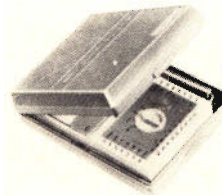
CARATTERISTICHE

- *57 portate effettive*
- *Strumento a bobina mobile e magnete permanente CL. 1 con dispositivo di* **PROTEZIONE** *contro sovraccarichi per errate inserzioni*
- *Bassa caduta di tensione sulle portate amperometriche 50μ A - 100 mV/5 A - 500 mV*
- *Boccole di contatto di nuovo tipo con* **SPINE A MOLLA**
- *Ohmmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da* **0,05** *Ω a 100 MΩ*
- *Cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato*
- *Nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione*
- *Componenti elettrici professionali:* **ROSENTHAL - SIEMENS - PHILIPS**
- **INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE** *transistorizzato per radio e televisione. Frequenze fondamentali 1 kHz e 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo sul mod. Cortina USI)*
- *Scatola in* **ABS** *di linea moderna con flangia* **GRANLUCE** *in metacrilato*
- *Astuccio in materiale plastico antiurto*

Mod. CORTINA **L. 12.900**

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale **L. 14.900**

PRESTAZIONI

A=	6 portate da	50 μA	a	5 A
V=	8 portate da	100 mV	a	1500 V (**30 kV**)*
V~	7 portate da	1,5 V	a	1500 V
VBF	7 portate da	1,5 V	a	1500 V
dB	7 portate da	—20 dB	a	+66 dB
Ω	6 portate da	1 kΩ	a	100 MΩ
A~	5 portate da	500 μA	a	5 A
pF	2 portate da	50000 pF	a	500000 pF
μF	6 portate da	10 μA	a	1 F
Hz	3 portate da	50 Hz	a	5 kHz

* **Nuovo puntale AT 30 kV** *per televisione a colori; su richiesta a* **L. 4300**

astuccio ed accessori compresi

franco n/s stabilimento

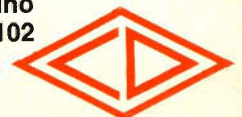
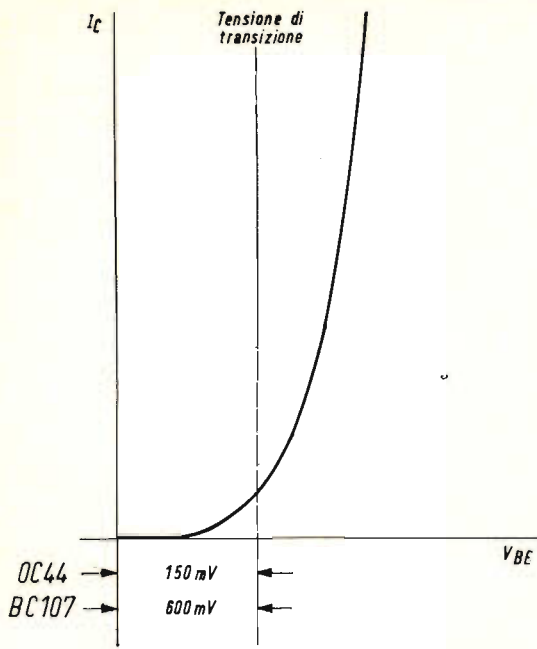



Fig. 6 - Punto di transizione sulla curva caratteristica I_c — V_{BE}.

tando la reazione c.a. Questo è dovuto all'aggiunta di un condensatore fra i punti X e Y in fig. 4. E' ora possibile controllare il guadagno e la risposta in frequenza del circuito per mezzo di un secondo circuito simile a quello di fig. 5.

I valori suggeriti dei circuiti di accoppiamento e di reazione per l'impiego con tipi comuni di circuiti d'ingresso sono riportati nella tabella 1.

Si deve notare che possono essere richieste alcune variazioni nella impedenza d'ingresso e nell'accoppiamento per ogni gruppo di dispositivi. Alcuni esperimenti quindi possono essere richiesti in modo da dare un risultato soddisfacente.

Segnali d'ingresso maggiori

In certi casi, i segnali per essere mandati nel miscelatore saranno di un livello leggermente alto, e avranno una impedenza della sorgente bassa. In questo caso, sarebbe ammissibile collegare l'ingresso direttamente al terminale « caldo » del controllo di volume associato, producendo così un ingresso che richiede 100 mV per un pilotaggio pieno su una impedenza di 10 kΩ. I segnali di uscita ottenuti da alcuni registratori e da alcuni radioricevitori e sintonizzatori potrebbero essere di questo tipo e questo metodo di collegamento sarebbe nato quando unità di questo genere devono essere integrate nel sistema.

Suggerimenti per la costruzione

Il cablaggio dei moduli individuali e lo stadio finale non è critico, sebbene sia raccomandabile seguire i sistemi tradizionali di una buona costruzione (per esempio, terminali brevi, isolamento appropriato ecc.).

Ogni unità è progettata per funzionare con una tensione di alimentazione di 12 V. I resistori nella lista dei componenti contrassegnati con un asterisco vennero selezionati per dare questa tensione dall'alimentatore di fig. 8. I costruttori dovrebbero calcolare i nuovi valori per queste resistenze nel caso in cui si debbano usare altre sorgenti. La tensione disponibile su ogni alimentatore per ogni unità non dovrebbe essere minore

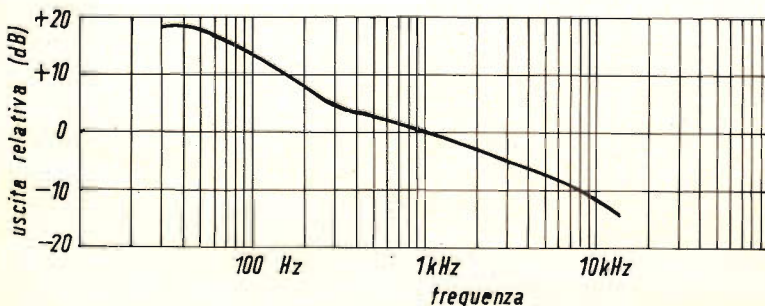
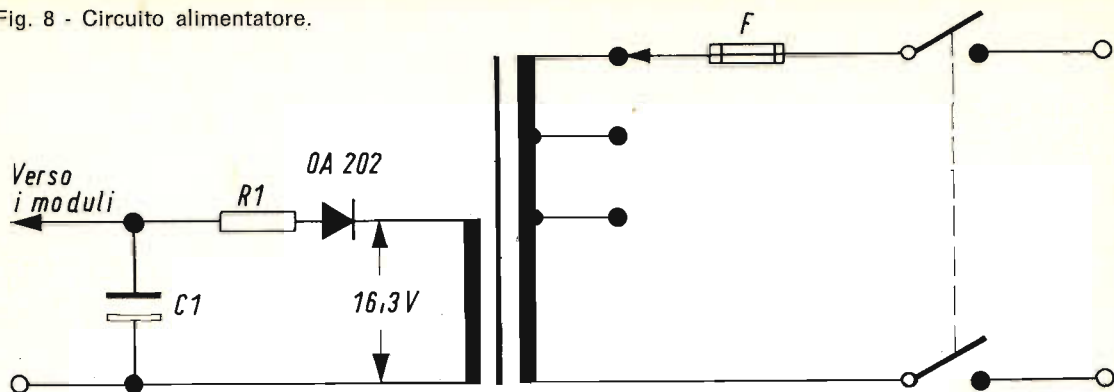



Fig. 7 - Risposta in frequenza dell'equipaggiamento di un pick-up magnetico.

Fig. 8 - Circuito alimentatore.

Componenti

R_1 = 100 Ω / 4 W C_1 = 500 μF / 40 W Trasformatore = 16,3 V al secondario primario standard

di circa 15 V, siccome questo permetterà l'impiego di una resistenza di disaccoppiamento di valore sufficientemente grande in modo da assicurare un disaccoppiamento adeguato.

Si deve notare che nell'alimentatore c'è un singolo condensatore di riserva. Questo fornisce una corrente a ogni stadio preamplificatore, che è poi adattato al suo proprio circuito di disaccoppiamento. Le resistenze di disaccoppiamento dovranno essere cambiate se la tensione di alimentazione è cambiata come potrebbe facilmente succedere se l'equipaggiamento è alimentato con batterie.

a cura di F. Toselli

La giuria del « DYBS 69 », la Biennale svizzera dell'« industrial design », ha decretato una menzione speciale alla cinepresa Bolex 7.5 Macrozoom e al Minipod Bolex, il piccolo supporto universale particolarmente adatto per le riprese ravvicinate.

L'« industrial design » studia i prodotti industriali dal punto di vista estetico-tecnico. Il « designer » è per il prodotto industriale ciò che l'architetto è per l'edificio. Abbinando alla propria competenza tecnica un gusto raffinato, il « designer » lavora in stretta collaborazione con l'ingegnere progettista e con il direttore delle vendite.

La I Biennale svizzera dell'« industrial design » si è tenuta a Yverdon dal 6 al 24 agosto 1969.

IMPIEGHI PRATICI DEI TERMISTORI

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

In alcuni articoli apparsi su questa rivista abbiamo illustrato le caratteristiche elettriche di questi componenti, e gli accorgimenti che si debbono usare per saldarli agli altri componenti di un circuito. In questo articolo si illustrano alcuni caratteristici impieghi di questi componenti sia in campo industriale sia in campo radio e TV.

In tutti i circuiti pratici che esamineremo qui di seguito bisogna fare in maniera che la corrente di misura si mantenga entro valori molto bassi, in maniera da mantenere più bassa possibile la temperatura del resistore. Solo se si verifica questa condizione saremo sicuri che il resistore lavorerà sempre nel tratto iniziale lineare della caratteristica corrente-tensione.

Gli impieghi che descriveremo possono essere suddivisi in due grandi gruppi a seconda che la variazione della resistenza del termistore venga effettuata.

I - dalla variazione della temperatura ambiente

II - dalla variazione del carico imposto.

VARIAZIONE DELLA RESISTENZA IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA AMBIENTE

Misura e regolazione della temperatura

Siccome in un resistore NTC la resistenza è funzione della temperatura sarà sempre possibile ricondurre la misura di un dato valore di temperatura alla misura di un dato valore di resistenza. In fig. 1 sono riportati tre circuiti di principio. Quando si desidera misurare piccole differenze di temperatura si consiglia di usare il terzo circuito di fig. 1 il quale essendo un **circuito a ponte** non è sensibile alle variazioni della temperatura ambiente.

I termometri usati per misurare la temperatura del corpo umano impiegano di solito resistori NTC miniatura. Questi tipi di termometri raggiungono il valore finale della temperatura dopo appena 10 secondi mentre i normali termometri a mercurio impiegano per la stessa misura circa 3 minuti.

Un'altra possibilità di impiego dei resistori NTC per la misura della temperatura è quella di « inserire » il resistore in un circuito oscillante RC in grado, a sua volta di modulare un piccolo trasmettitore. Un siffatto circuito viene molto frequentemente impiegato nei palloni-sonda. In questo caso la variazione della temperatura produce una variazione della resistenza del resistore NTC e di conseguenza una corrispondente variazione di frequenza dello oscillatore. Questa variazione di frequenza può essere ascoltata a terra mediante un radioricevitore.

Questo circuito può essere impiegato anche per valutare le variazioni della pressione atmosferica se si tiene presente che siffatte variazioni di pressione influiscono direttamente sulla temperatura di ebollizione dei liquidi.

Infine impiegando diversi resistori NTC inseriti nel circuito in maniera da farlo

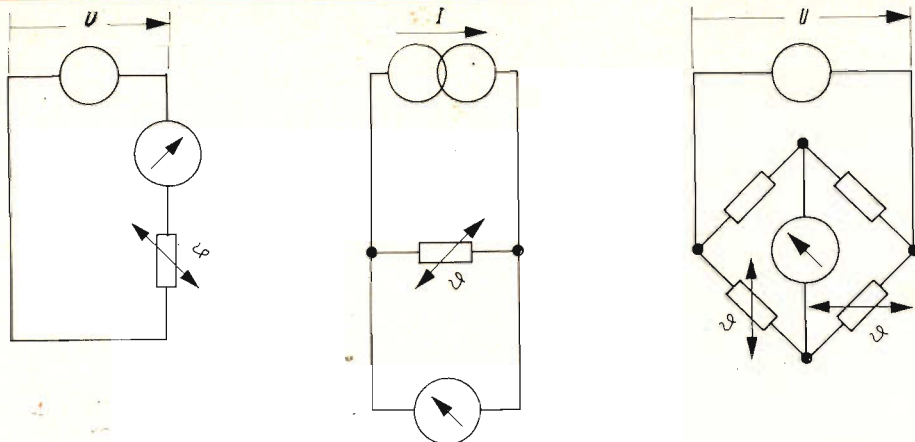



Fig. 1 - Misura della temperatura mediante resistori NTC

oscillare **su differenti valori di frequenza** è possibile poter misurare contemporaneamente pressione e temperatura ed altre grandezze fisiche.

Con i resistori NTC è possibile realizzare circuiti capaci di effettuare anche la regolazione della temperatura (fig. 2).

In questo circuito, una eventuale variazione della temperatura fa sì che il resistore NTC squilibri il ponte e di conseguenza sia in grado di eccitare attraverso il thyratron PL 21 un relè. Il ponte viene in precedenza tarato in maniera che risulti in equilibrio per un determinato valore di temperatura: in queste condizioni il thyratron risulta bloccato e il relè diseccitato. Se la temperatura diminuisce la griglia del relè diventa positiva ed innesca il thyratron. L'innesco del thyratron inserirà per tramite del relè una termoresistenza o una parte di essa, che riporterà la temperatura dell'ambiente al valore stabilito. Inserendo un secondo resistore NTC nel ramo opposto del circuito a ponte, la sensibilità del circuito diventa tale da poter mantenere un valore fisso di temperatura anche contro variazioni di 1/10 di °C. Inserendo nel ponte resistori con differente valore di resistenza, oppure inserendo un opportuno potenziometro è possibile mantenere costante una certa gamma di valori di temperature e i valori possono essere scelti in maniera da ottenere il mantenimento di una serie continua di valori di temperatura.

Un simile circuito può essere impiegato per il mantenimento di un dato valore di temperatura nei frigoriferi, nei forni, negli acquari, nei riscaldamenti centrali delle abitazioni, nei bagni galvanici e nelle smaltatrici.

Se con un siffatto circuito si pilota in controfase un secondo thyratron, è possibile, a piacere, inserire o una macchina frigorifera oppure un calorifero. Questa, per esempio è l'esigenza delle « camere climatiche ».

Misura indiretta di grandezze elettriche

Il circuito a ponte indicato in fig. 3 serve per misurare il valore efficace di una corrente a radio frequenza. I due resistori NTC vengono avvolti ciascuno da una bobina riscaldatrice; queste bobine come indica la fig. 2a, dapprima vengono collegate in serie.

Chiuso il circuito e circolando quindi la corrente ottenuta nelle bobine, il ponte viene portato in equilibrio mediante il resistore variabile R_2. Fatto ciò, in una bobina si fa circolare la corrente alternata di prima (quella da misurare) e nell'altra si fa circolare una corrente continua che verrà regolata in intensità fino a riportare il ponte nella primitiva condizione di equilibrio. Si calcolerà la potenza sviluppata da questa corrente continua e questo valore potrà essere assunto anche come potenza effettiva sviluppata dalla corrente alternata circolante nell'altra bobina. Questo metodo di misura è molto sensibile; bisogna però fare attenzione che le

curve caratteristiche dei due resistori NTC non siano perfettamente identiche.

Questo effetto può comunque essere compensato inserendo in serie o in parallelo resistori lineari di opportuno valore.

Con i resistori NTC sono anche possibili misure bolometriche.

Compensazione del coefficiente di temperatura positivo, per es. nel caso del riscaldamento delle bobine di deflessione verticale nei televisori

In linea di massima è sempre possibile impiegare resistori NTC per compensare coefficienti di temperatura positivi; la sola cosa da fare in questi casi è di collegare il resistore NTC in serie all'elemento da compensare. L'esempio più noto è quello offerto dalle bobine di deflessione verticale dei televisori. In seguito all'aumento di temperatura, queste bobine possono variare la loro resistenza al punto di provocare un notevole **accorciamento del quadro** in senso verticale. Queste variazioni di resistenza possono essere compensate inserendo opportuni valori di resistori NTC in serie alle bobine di deflessione medesime. La cosa più semplice in questi casi è quella di incorporare il resistore NTC **nel supporto della stessa unità di deflessione.** In questa maniera il resistore NTC subirà sempre le stesse variazioni di temperatura delle bobine di deflessione.

VARIAZIONI DELLA RESISTENZA PRODOTTE DA VARIAZIONI DI CARICO

Questo secondo gruppo di impieghi dei resistori NTC è basato sul seguente comportamento dei resistori NTC: la corrente che attraversa un resistore NTC può avere un'intensità tale da produrre un considerevole riscaldamento del resistore medesimo; in alcuni impieghi tale riscaldamento può però essere annullato a causa di sottrazione di calore da parte del mezzo in cui il resistore viene a trovarsi.

Indicatore del livello dei liquidi

Il principio di funzionamento di questo

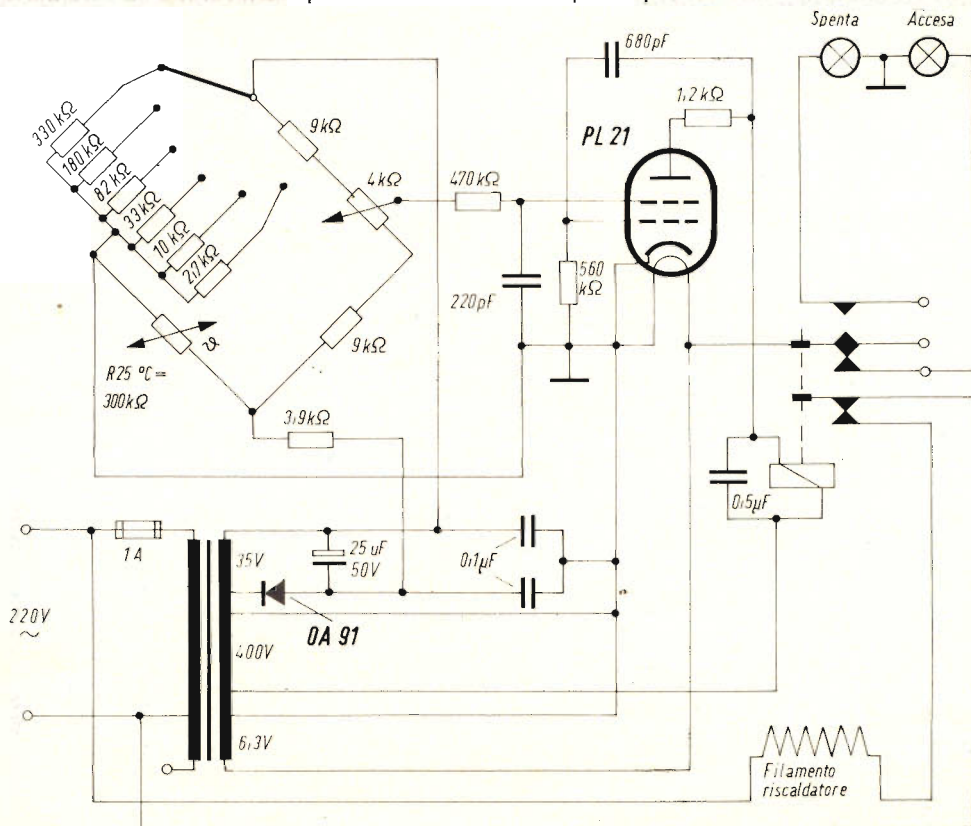



Fig. 2 - Circuito per la regolazione della temperatura mediante un resistore NTC ed un thyratron.

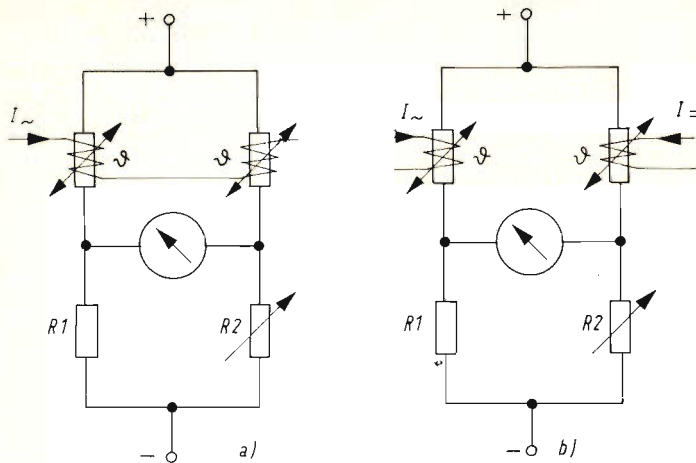



Fig. 3 - Circuito a ponte per la misura del valore effettivo di una corrente con forte contenuto di armoniche. — a) taratura - b) misura.

dispositivo è straordinariamente semplice (fig. 4). Se si immerge il resistore NTC in un liquido, la sottrazione del calore, prodotto dalla corrente nel resistore, avverà in maniera molto rapida ed il resistore tenderà a riacquistare quel valore elevato di resistenza che aveva prima di essere immerso; ovviamente se la resistenza aumenta aumenterà anche la tensione che si forma ai suoi capi. Se ora si toglie il resistore dal liquido, e lo si pone in aria libera, la corrente in esso circolante in breve tempo lo riscalderà di nuovo, la sua resistenza diminuirà e parimenti diminuirà anche la tensione ai suoi capi.

Questi indicatori di livello di liquidi vengono impiegati per controllare il livello dei laghi e dei serbatoi di olio, dei bagni delle smalterie, per controllare il livello della benzina nei serbatoi delle automobili e delle motociclette. In questi casi come strumento indicatore può essere impiegata una piccola lampada spia collegata in serie al resistore NTC. Quando il termistore non è più circondato dal liquido, la corrente circolante in esso aumenta fino al punto di accendere la lampada spia. Non è esclusa la possibilità di accoppiare il circuito indicatore di livello ad una pompa.

Misura del vuoto e dell'umidità

Anche i sistemi usati per misurare il vuoto o l'umidità si basano sul principio che un resistore NTC percorso da corrente e quindi riscaldato da questa è soggetto a variazioni della sua resistenza proporzionali alla quantità di calore ad esso sottratta dal mezzo in cui esso si trova.

A basse pressioni la conducibilità dei gas è proporzionale alla pressione. Questo fenomeno viene sfruttato nel manometro di Pirani nel quale la variazione di resistenza di un filo sottile viene misurata in dipendenza della sua temperatura ed in questa maniera viene misurata la conducibilità del gas. Impiegando resistori NTC miniatura è possibile, grazie al più elevato coefficiente di temperatura di questi ultimi, raggiungere una più elevata sensibilità e nello stesso tempo non esporre la sonda a surriscaldamento. La misura viene effettuata di solito mediante un circuito a ponte.

Seguendo lo stesso procedimento è possibile misurare l'umidità dell'aria o di altri gas. Una elevata umidità del mezzo che circonda il resistore tende a sottrarre maggior calore dal resistore stesso e richiederà quindi una maggiore potenza per la ristabilizzazione dell'equilibrio. Questo

Fig. 4 - Principio di funzionamento dell'indicatore di livello dei liquidi.

CHEMTRONICS

TROL AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00
g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00
g 454 LC/0510-00

CONTACT KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

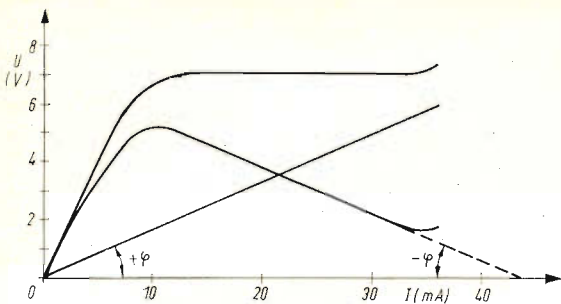



Fig. 5 - Stabilizzazione di una tensione mediante un resistore NTC.

sistema viene impiegato specialmente in meteorologia.

Protezione dei filamenti delle valvole di un ricevitore radio e TV collegate in serie

Se i filamenti collegati in serie delle valvole di un ricevitore raggiungono il loro funzionamento di regime in tempi differenti, c'è il pericolo che quei filamenti che si scaldano per primi, e che quindi assumono un valore ohmico elevato, vengano sovraccaricati. Questo pericolo è ancora più forte nel caso in cui anziché valvole si tratti di lampade collegate in serie. In questi casi se si collega in serie a questi filamenti un resistore NTC, succederà che immediatamente dopo la chiusura del circuito circolerà una corrente molto ridotta e tutti i filamenti potranno raggiungere gradualmente il loro funzionamento di regime.

Con un siffatto circuito si impedisce inoltre che all'atto dell'accensione del ricevitore, si produca un picco di corrente nel circuito d'accensione dei filamenti. Si deve tener presente però che l'impiego di un resistore NTC nella catena di accensione dei filamenti ha al giorno d'oggi un senso puramente teorico in quanto i filamenti delle attuali valvole hanno un tempo di riscaldamento pressocchè uguale.

In una catena di lampadine collegate in serie se si inserisce in parallelo al filamento di ciascuna lampada un resistore NTC, succederà che se il filamento di una qualsiasi lampada della serie si interrompe, le altre lampadine potranno ancora rimanere accese. Il motivo è il seguente: finché la lampada è accesa, nel resistore NTC scorre una corrente molto ridotta. Nel caso in cui il filamento della lampada si interrompa la corrente sarà invece forte e, se si sceglie un adatto tipo di resistore, potrà essere uguale a quella della catena.

In questa maniera non solo rimarrà accesa tutta la fila di lampade ma si potrà individuare molto facilmente la lampadina bruciata.

Stabilizzazione della tensione

Facendo lavorare un resistore NTC nel tratto decrescente pressocché rettilineo della sua curva caratteristica tensione/corrente (fig. 5) è possibile collegandolo in serie ad un resistore lineare, usare il resistore NTC come elemento stabilizzatore di una data tensione. In questo caso il valore del resistore lineare deve essere scelto in maniera che la sua retta caratteristica faccia con l'asse delle correnti del resistore NTC (fig. 5) un angolo avente lo stesso valore dell'angolo che il prolungamento del tratto rettilineo della curva caratteristica tensione/corrente del resistore NTC fa sempre con lo stesso asse. Nell'esempio riportato in fig. 5 la tensione ai capi dei due resistori collegati in serie si mantiene costante per valori di corrente che vanno da 12 a 32 mA; il punto di lavoro più favorevole si trova in corrispondenza del punto d'incrocio delle caratteristiche dei due resistori. La corrente circolante nei due resistori in serie può infatti variare di ± 10 mA ma la tensione ai capi dei due resistori rimarrà costante.

Un altro sistema molto adatto per la stabilizzazione delle tensioni d'uscita dei generatori quando queste potrebbero dipendere dalla temperatura, funziona nella maniera seguente: all'uscita del generatore viene collegato un partitore di tensione formato da un resistore lineare e da un resistore NTC collegati in serie. Se la tensione del generatore aumenta all'aumentare della temperatura, allora la tensione costante viene prelevata sul resistore NTC. Se invece la tensione del generatore diminuisce all'aumentare della temperatura, allora la tensione costante si troverà sul resistore lineare.

L.C.

TEMPORIZZATORE ELETTRONICO A LUNGO RITARDO

ELETTRONICA INDUSTRIALE

a cura di L. Biancoli

Lo sfruttamento delle caratteristiche particolari dei transistori a giunzione singola, dei quali ci siamo più volte occupati su queste stesse pagine, può essere esteso vantaggiosamente anche al campo delle apparecchiature di protezione funzionanti a bassa tensione a corrente alternata. L'articolo che segue, riportato da Electronic Engineering, descrive appunto un dispositivo temporizzatore funzionante con due transistori a giunzione singola, in grado di soddisfare le esigenze relative ad un lungo periodo di ritardo.

Affinché il circuito temporizzatore che stiamo per descrivere possa fornire prestazioni adeguate, è necessario che vengano soddisfatte le seguenti tre esigenze principali:

A La durata massima del periodo di ritardo deve essere pari approssimativamente a 120 s.

B La precisione sulla massima regolazione deve essere pari a ± 5%, entro una gamma di temperature compresa tra 20 e 60 °C.

C Il circuito deve essere semplice ed economico.

Le esigenze suddette possono essere ampiamente soddisfatte mediante la realizzazione del circuito illustrato alla **figura 1**, consistente sostanzialmente in due sezioni: la prima sezione costituisce il temporizzatore propriamente detto, e consta dei diodi zener D1 e D2, dei diodi convenzionali D3, D4, D5 e D7, del transistore a giunzione singola Tr1, e del rettificatore controllato al silicio D6, nonché dei componeni ad essi associati. La seconda sezione, costituita dal transistore Tr2 e dai componenti ad esso associati, è invece la sezione funzionante ad impulsi, il cui compito verrà tra breve precisato.

Sostanzialmente, il ritardo viene conseguito sfruttando la curva esponenziale di carica della capacità C1, attraverso la resistenza che stabilisce l'ammontare del ritardo stesso, R3, non appena il circuito viene collegato ad una tensione continua di alimentazione stabilizzata del valore di 30 V.

C1 si carica, tendendo a raggiungere tra i suoi elettrodi una differenza di potenziale pari alla tensione stabilizzata presente alle estremità dei due diodi zener D1 e D2. Le resistenze R1 ed R2, unitamente ai diodi D3, D4 e D5, costituiscono un circuito di pre-carica, allo scopo di assicurare il funzionamento del circuito al termine di ogni ciclo, permettendo il rapido raggiungimento della carica attraverso D5 ed R2, con una tensione prestabilita ad opera di R1, R2, D3 e D4.

Non appena C1 raggiunge questa differenza di potenziale costituita dalla pre-

carica, D5 assume una polarizzazione inversa, per cui la capacità continua a caricarsi attraverso la resistenza R3. Ciò permette di disporre per C1 di una tensione di riferimento stabile dalla quale esso trae la necessaria energia di carica. Naturalmente, il tempo di pre-carica necessario per raggiungere questa differenza di potenziale risulta trascurabile rispetto al periodo di funzionamento principale.

Non appena C1 raggiunge tra i suoi elettrodi la tensione di eccitazione per Tr1, la giunzione tra l'emettitore e la base 1 di quest'ultimo assume il comportamento di un percorso a bassa impedenza, per cui C1 si scarica attraverso la

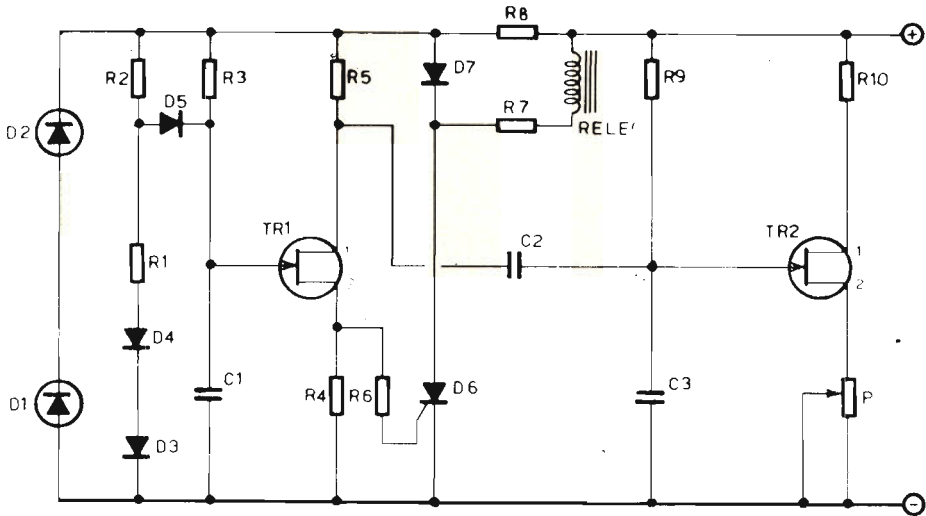



Fig. 1 - Circuito elettrico del temporizzatore, alimentato con una tensione continua stabilizzata del valore di 30 V.

VALORI INDICATIVI			
R1	= 560 Ω	R10	= 150 Ω
R2	= 18 kΩ	P	= 1.000 Ω
R3	= 8,5 MΩ	C1	= 2x22 µF
R4	= 27 Ω	C2	= 0,05 µF
R5	= 270 Ω	C3	= 0,05 µF
R6	= 47 Ω	D1-D2	= OAZ228
R7	= 470 Ω	D3-D4-D5-D7	= IS134
R8	= 1.000 Ω, 3 W	D6	= CS11E
R9	= 82 kΩ	TR1	= 2N-2160
		TR2	= 2N-2160

giunzione emittitore-base 1, nonché attraverso R4 ed R6. La corrente che scorre attraverso R6 presenta un'intensità sufficiente per determinare il passaggio allo stato di conduzione del rettificatore controllato al silicio D6: a causa di ciò, viene eccitato l'avvolgimento del relé, il quale — pur trovandosi in serie alla resistenza R7 — viene in tal modo a trovarsi in collegamento con la linea negativa di alimentazione a 30 V. Il diodo D7 e la resistenza R7 forniscono la corrente necessaria per mantenere nello stato di conduzione il rettificatore controllato al silicio, il che permette di disinserire e di reinserire il relé rispetto al circuito, mentre il rettificatore D6 rimane in stato di conduzione.

Non appena D6 inizia a condurre, la tensione presente ai capi di D1 e D2 scende fino a raggiungere il valore approssimativo di 2 V, costringendo in tal modo C1 a scaricarsi ulteriormente attraverso Tr1. C1 si scarica quindi fino ad assumere tra i suoi elettrodi una tensione inferiore a quella di pre-carica.

Quando il temporizzatore viene rimesso in funzione, C1 si scarica attraverso la giunzione tra emettitore e base 1 del transistore a giunzione singola Tr1, fino a raggiungere una tensione ancora inferiore, dopo di che il procedimento descritto si ripete durante il ciclo successivo.

R8 deve essere in grado di dissipare la notevole quantità di energia in gioco dopo la messa in funzione del temporizzatore, in quanto in tal caso la tensione presente ai suoi capi assume un valore notevole: R4 consente il passaggio di una certa corrente attraverso Tr1 per il funzionamento del circuito « gate », mentre R5 svolge un effetto di compensazione termica e presenta un valore il più possibile ridotto per fornire appunto una compensazione termica adeguata compatibilmente con la minima differenza di potenziale V_{BB} tra le due basi.

Il periodo di funzionamento corrisponde quindi al tempo necessario affinché C1 si carichi a partire dalla tensione di pre-carica fino alla tensione che determina l'eccitazione di Tr1.

Quando la tensione di emettitore di un transistore a giunzione singola raggiunge il valore critico normalmente identificato con la sigla V_P, la corrente di picco di emettitore (I_P) deve essere fornita prima che il dispositivo entri in funzione. Questa corrente presenta un'intensità di pochi microampere, e viene normalmente fornita da una resistenza quando il dispositivo semiconduttore viene impiegato per ottenere una regolazione del fattore tempo. Per tempi di funzionamento di molti secondi, il valore di questa resistenza è necessariamente di parecchi Megaohm, e non è quindi in grado di fornire la necessaria corrente I_P, per cui il transistore non entra in funzione.

Se la base 2 del transistore temporizzatore viene regolarmente alimentata con impulsi a corrente continua variabili in senso **negativo**, il problema risulta automaticamente risolto, in quanto la corrente I_P viene in tal caso fornita dal condensatore di regolazione del tempo, e non dalla resistenza che provvede alla medesima funzione. Facendo quindi variare l'ampiezza dei suddetti impulsi, la tensione di eccitazione può essere regolata in modo tale da permettere le normali tolleranze agli effetti dei valori dei componenti facenti parte del circuito.

Una volta che un transistore a giunzione singola è entrato in stato di conduzione, la tensione presente tra l'emettitore e la base 1 può essere ridotta fino al punto in cui il transistore passa allo stato di interdizione, dopo di che il diodo costituito dall'emettitore e dalla stessa base 1 risulta polarizzato in senso inverso. L'inversione dello stato di funzionamento si verifica quando la tensione di emettitore è diminuita fino a raggiungere un valore tale che la corrente di emettitore risulti inferiore alla corrente di emettitore di avvallamento (I_V), solitamente dell'ordine di parecchi milliampere.

La sezione ad impulsi del temporizzatore sfrutta il periodo di interdizione: R9 e C3 costituiscono un circuito convenzionale del tipo RC analogo a quello usato per la determinazione del periodo di tempo: R10 è di valore ridotto tanto quanto basta per consentire il passaggio della corrente I_P, permettendo così a Tr2 di entrare in stato di conduzione. Non appena ciò accade, ossia quando C3 ha assunto tra i suoi elettrodi una tensione pari al valore V_P, il medesimo condensatore si scarica attraverso la giunzione costituita dall'emettitore e dalla base 1, finché la corrente di emettitore, fornita dallo stesso condensatore, si riduce ad un valore inferiore ad I_V.

In tali condizioni, Tr2 passa allo stato di interdizione, e C3 comincia a ricaricarsi attraverso R9, finché la tensione raggiunge nuovamente il valore V_P ($R_V = 0\ \Omega$). Successivamente ha inizio un nuovo ciclo.

La rapidità con la quale C3 si carica è assai ridotta rispetto al tempo di scarica, e — non appena Tr2 entra in stato di conduzione e C3 si scarica istantaneamente fino a raggiungere la tensione

di interdizione di emettitore (V_{TO}), la variazione viene differenziata ad opera di C2 e della resistenza del circuito di Tr1 ad essa associato. Ne deriva che un impulso negativo viene sovrapposto alla tensione normalmente presente sulla base 2 di Tr1. Ciascun impulso riduce momentaneamente il valore di V_P e ri-

Fig. 2 Grafico illustrante il ciclo di funzionamento del temporizzatore: la durata degli impulsi è stata volutamente esagerata per ragioni di chiarezza. L'inclinazione illustrata della tensione di carica V_{C1} è stata tracciata in relazione ad una costante di tempo R3 x C1 adatta ad un basso valore della tensione di eccitazione di TR1.

duce anche la tensione presente sulla base 2: ne deriva che, in un certo istante dopo che il temporizzatore è stato messo in funzione, V_P assume un valore inferiore alla tensione presente ai capi di C1, per cui questo condensatore è in grado di fornire la corrente I_P. Di conseguenza, Tr1 entra in stato di conduzione con questo valore ridotto di V_P, ed il temporizzatore funziona. Quanto sopra potrà essere compreso meglio osservando il grafico di **figura 2,** che esprime la sequenza delle varie fasi.

Facendo variare il valore di R_V, è possibile variare anche il valore V_{TO} di Tr2, il che consente di regolare l'ampiezza degli impulsi. Ciò — a sua volta — dimostra che il valore V_P di Tr1 può essere alterato in modo tale da compensare le eventuali tolleranze agli effetti dei valori dei componenti che costituiscono il circuito.

EFFETTI TERMICI SUL FUNZIONAMENTO DEL TEMPORIZZATORE

Il valore della resistenza presente tra le due basi di un transistore a giunzione singola aumenta con l'aumentare della temperatura, mentre il valore di V_P diminuisce con l'aumentare della temperatura, con una variazione pari approssimativamente a 2 - 3 mV/°C. Tale diminuzione dipende dalla variazione del valore V_D; si rammenti inoltre che la tensione presente ai capi del diodo costituito dalla giunzione è parte integrante del valore totale di V_P.

La variazione di questi due parametri può essere vantaggiosamente sfruttata per compensare le eventuali variazioni dovute a fenomeni termici, mediante l'impiego di una resistenza di valore opportunamente scelto, inserita nel circuito della base 2; R9 ed R10 nel circuito di fig. 2 compiono appunto tale funzione. Sarebbe del pari possibile inserire una resistenza anche nel circuito della base 1, ma ciò comporterebbe una maggiore variazione nella tensione di eccitazione del dispositivo semiconduttore.

Con l'aumentare della temperatura, la resistenza tra le due basi aumenta, mentre diminuisce l'intensità della corrente che scorre tra esse: a causa di ciò, diminuisce la caduta di tensione presente ai capi della resistenza in serie alla base 2, provocando un aumento corrispondente di V_{BB}. A sua volta, ciò comporta un aumento della tensione V_P. Impiegando quindi una resistenza di valore adeguato, è possibile compensare la diminuzione di V_P con l'aumentare della temperatura.

Sostanzialmente, esistono sette fattori che sono sensibili alla temperatura, e che esercitano una certa influenza agli effetti del periodo di funzionamento:

1. la tensione della base 2 di Tr1 varia a causa dell'aumento di R_{BB}, per cui diminuisce la tensione presente ai capi di R4 e di R5.
2. varia l'altezza degli impulsi a causa della variazione di V_P di Tr2.
3. varia il valore di V_P nel transistore Tr1.
4. varia l'intensità della corrente inversa di emettitore, I_{EO}.
5. varia la tensione Zener.
6. varia la resistenza di dispersione della capacità.
7. varia la corrente assorbita dal circuito di emettitore, I_{EB}.

Tutto ciò può essere compreso meglio osservando il grafico di **figura 3.**

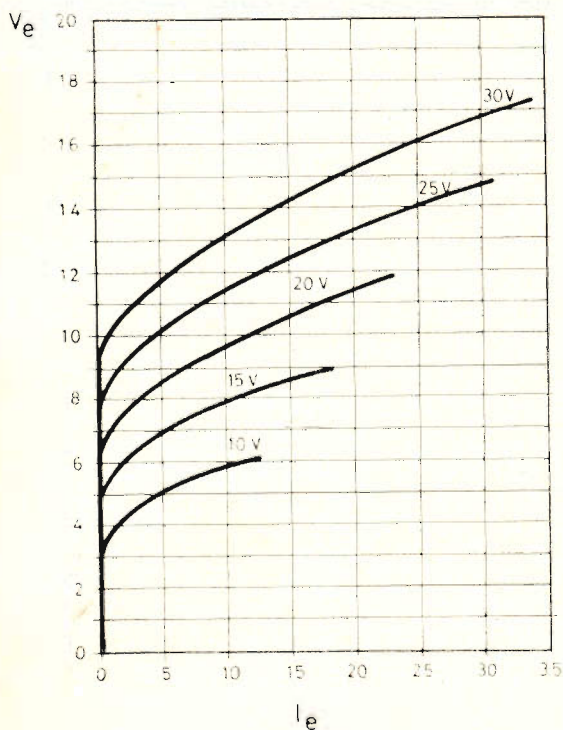



Fig. 3 - Famiglia di curve illustranti le variazioni della corrente I_{DE}, in funzione di vari valori della tensione V_{BB} presente tra le due basi del transistore a giunzione singola. Sulla scala verticale sono riportati i diversi valori della tensione di emettitore espressi in volt, mentre sulla scala orizzontale sono riportati vari valori della corrente di assorbimento di emettitore, espressi in microampere.

Il primo fattore può essere compensato sfruttando il secondo ed il terzo fattore: i fattori dalla voce 4 alla voce 7 sono invece i più importanti.

I_{EO} rappresenta la corrente di dispersione tra la base 2 e l'emettitore, ed è solitamente assai inferiore al valore di 0,1 μA alla temperatura di 25 °C. La resistenza di questa giunzione risulta praticamente in parallelo ad R3, ma la sua influenza è troppo irrilevante per avere un'importanza pratica. I_{EO} aumenta con l'aumentare della temperatura, per cui si verifica una diminuzione nella resistenza tra la base 2 e l'emettitore, con la conseguente riduzione del valore di R3. A causa di ciò, diminuisce la durata del periodo di funzionamento.

I diodi zener hanno inoltre un coefficiente termico positivo, per cui l'effetto di aumento della tensione comporta una ulteriore diminuzione della durata del periodo di funzionamento.

La resistenza di dispersione della capacità diminuisce con l'aumentare della temperatura, per cui la capacità stessa non è più in grado di mantenere la carica: questo effetto assume maggiore importanza quando, per costituire il valore di C1, vengono usati due condensatori in parallelo. Infatti — in tal caso — la resistenza di dispersione esercita un'influenza maggiore.

Quest'ultimo effetto, che provoca un aumento della durata del periodo di funzionamento, può essere compensato mediante una scelta accurata del coefficiente termico dei diodi Zener. In tal modo, la maggiore durata del periodo di funzionamento per grado centigrado di aumento dovuta all'aumento della resistenza di dispersione del condensatore, può essere compensato dalla diminuzione della durata del periodo di funzionamento per grado centigrado provocato dall'aumento di I_{EO}, e della tensione zener. I_{ED} aumenta con l'aumentare della temperatura, contribuendo all'effetto derivante dalla variazione della resistenza di dispersione della capacità.

Usando per C1 un unico condensatore del valore esatto di 22 µF, ed attribuendo anche ad R3 il valore appropriato, è possibile ottenere un periodo di funzionamento di 122 s alla temperatura di 22 °C, e di 115 s alla temperatura di 60 °C. In base ai calcoli, tenendo conto dell'aumento della tensione zener, la durata del periodo di funzionamento avrebbe dovuto essere teoricamente di 118 s. La differenza che può essere eventualmente riscontrata è imputabile ai fattori compresi tra la voce 1 e la voce 4, sebbene l'aumento di ampiezza degli impulsi ammonti soltanto a 30 mV.

Tuttavia, collegando in parallelo due condensatori simili da 22 µF, ed attribuendo ad R3 il valore di 8,5 MΩ, la durata del periodo di funzionamento aumenta da 121 s ad un massimo di 126 s, entro la medesima gamma di temperature. Entrambi gli esperimenti di cui sopra sono stati eseguiti usando tre diodi zener da 6,8 V collegati in serie, caratterizzati da un basso coefficiente termico.

CONCLUSIONE

Agli effetti pratici, nessuna prova è stata eseguita con temperature inferiori al normale valore della temperatura ambiente di 22 °C. Occorre però considerare che con temperature inferiori a tale valore, gli eventuali errori dovuti alle variazioni di I_{EO} e di I_{ED} risulterebbero meno pronunciati.

I tipi di transistori a giunzione singola adottati erano stati studiati soprattutto per l'impiego come dispositivi di pilotaggio per rettificatori controllati al silicio, per cui non si prestavano perfettamente per l'impiego nei temporizzatori. Di conseguenza, impiegando dei transistori espressamente studiati per la realizzazione di dispositivi a tempo, sarebbe possibile ottenere una maggiore correlazione tra i risultati calcolati e quelli ottenuti in pratica.

In teoria, la durata del periodo di funzionamento del temporizzatore dovrebbe essere indipendente dalle caratteristiche degli elementi attivi del circuito: tuttavia, essa dipende notevolmente dalle caratteristiche degli impulsi forniti in uscita da Tr2, le quali — a loro volta — dipendono dal valore della tensione di alimentazione, che deve essere pari a 30 V. La regolazione iniziale di P è utile per compensare le variazioni più rilevanti nelle caratteristiche di Tr2, ma le variazioni della tensione di alimentazione esercitano un'influenza diretta agli effetti della durata del periodo di funzionamento.

Infine, occorre considerare che la tensione Zener varia linearmente col variare della temperatura, e deve quindi presentare un valore tale che la costante di tempo subisca variazioni lineari entro la gamma di temperature necessarie, e che la tensione di eccitazione del transistore Tr1 sia tale che la tensione ai capi di C1 aumenti con un andamento lineare dispetto al tempo. Ciò consente la migliore compensazione.

L'ABC DELLA ELETTRONICA

OSCILLATORI A RILASCIO

I parte

Continuando la nostra panoramica sugli oscillatori, ci occuperemo questa volta degli oscillatori a rilascio e in modo particolare dei multivibratori bistabili a transistori e degli oscillatori bloccati.

I circuiti oscillatori a rilascio sono aumentati ancora con l'apparizione dei transistori.

Esistono anche degli oscillatori a rilascio equipaggiati di un solo « tubo » (cioè valvola o transistore); l'esempio più noto è l'oscillatore bloccato che è stato realizzato in numerose versioni sia a valvole che a transistori.

Nei nostri articoli precedenti abbiamo analizzato gli schemi di oscillatori a rilascio seguenti:

a) multivibratore di Abraham e Bloch;

b) montaggi che danno dei segnali a dente di sega;

c) multivibratori ad accoppiamento catodico a valvole e a transistori;

d) circuiti trigger, cioè multivibratori che funzionano solamente se vengono comandati;

e) circuiti bistabili;

f) circuiti trigger di Schmitt.

Multivibratore bistabile a transistori

Nel circuito di fig. 1 i transistori impiegati sono due OC71 oppure due OC46, mentre i diodi sono due OA81.

Perché il circuito dia i risultati migliori si devono rispettare questi limiti di tolleranza: per le resistenze il 5%, per i condensatori il 10% e per le due tensioni di alimentazione di 6 V ciascuna il 10%; il punto comune delle due tensioni è a massa.

Nel caso si utilizzino gli OC71, l'impulso negativo di comando deve avere una ampiezza di 4 V e una durata uguale o superiore a 20 μs. La frequenza deve essere di 35 kHz al massimo.

Nel caso invece si utilizzino gli OC46, i segnali di comando sono di — 4 V anch'essi di 2 μs al minimo con una frequenza massima di 180 kHz.

Si deve notare che quando l'impulso di comando viene applicato al punto A esso è trasmesso dai due condensatori C_r ai diodi D. Questi diodi sono tuttavia polarizzati a partire dalle tensioni di collettore, attraverso le resistenze R_r. Qualunque sia lo stato del multivibratore si avrà sempre un transistore bloccato e l'altro conduttore.

A causa del fatto che i diodi sono polarizzati in modo diverso, solo quello collegato alla base del transistore conduttore trasmetterà il segnale di comando.

Per dei valori corretti di C_T e R_T, il segnale di comando è diverso di modo che la sua forma diventa quella riportata in fig. 2.

In fig. 2a è riportato un segnale di comando positivo; in fig. 2b è riportato un segnale di comando corrispondente differenziato, ciò che dà un impulso positivo, seguito da un impulso negativo. In fig. 2c, il segnale di comando è negativo e dopo la differenziazione si avrà il segnale d. Nei due casi, sono gli impulsi positivi dei segnali differenti che fanno scattare il trigger e agiscono sul transistore che è in quel momento conduttore.

In effetti, se si vuole che esso si produca nel tempo t_0 si utilizzerà il picco positivo del segnale B che è ottenuto dal circuito differenziatore a partire dagli impulsi positivi A, mentre se si desidera ritardare l'applicazione del comando, si adotterà il segnale D, derivato dal segnale C. E' anche possibile, quando il segnale a impulsi è di polarità imposta, scegliere per il circuito bistabile, dei transistori NPN al posto dei PNP, cosa questa che cambierà la polarità del segnale di comando necessaria.

Oscillatori bloccati

Questi tipi di oscillatori presentano un eccellente funzionamento sia nella versione a valvole che nella versione a transistori. Questi presentano soprattutto i seguenti inconvenienti:

a) necessità di una bobina

b) frequenza di oscillazione limitata in una gamma relativamente stretta, in quanto dipende dalla bobina.

Si può tuttavia con l'aiuto dei dispositivi di commutazione estendere la gamma di frequenze di oscillazione di un oscillatore bloccato.

Come tutti sanno, un triodo può essere montato a catodo comune o a emettitore comune, ad anodo comune o a collettore comune, a griglia comune o a base comune, questo dà la possibilità di avere sei montaggi ai quali se ne possono aggiungere ancora tre con i transistori ad effetto di campo.

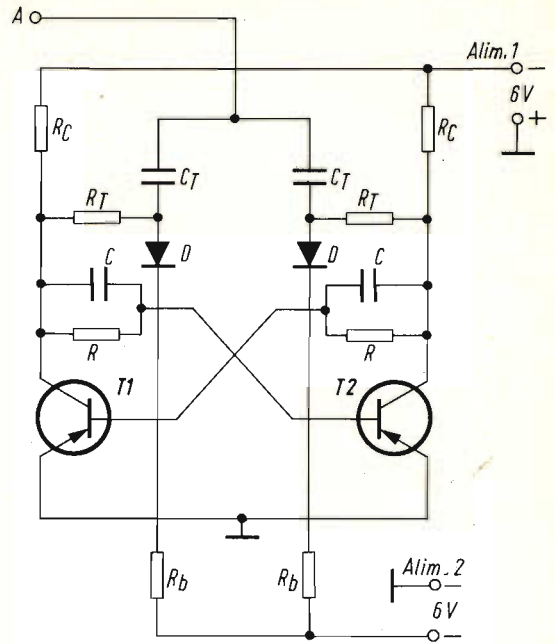



Fig. 1 - Circuito multivibratore bistabile a transistori.

Componenti per l'impiego dei transistori OC71
R = 15 kΩ
R_b = 47 kΩ
R_c = 3,3 kΩ
R_T = 8,2 kΩ
C = 1000 pF
C_T = 2000 pF

Componenti per l'impiego dei transistori OC46
R = 12 kΩ
R_b = 50 kΩ
R_c = 3,3 kΩ
R_T = 8,2 kΩ
C = 200 pF
C_T = 300 pF

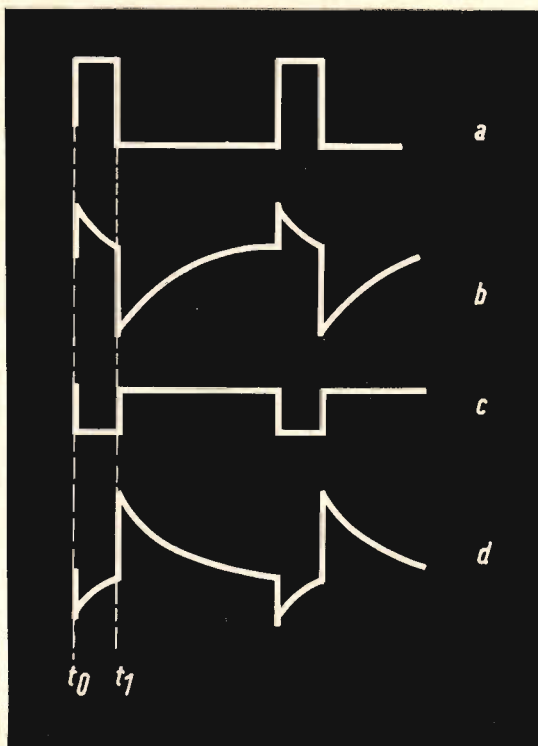



Fig. 2 - Segnali di comando ottenuti con il multivibratore.

Di ciascun circuito amplificatore, si può dedurre un circuito oscillatore, accoppiando l'elettrodo di uscita a quello d'ingresso.

Gli oscillatori bloccati possono fornire dei segnali di forme diverse, specialmente dei segnali rettangolari e dei segnali a dente di sega.

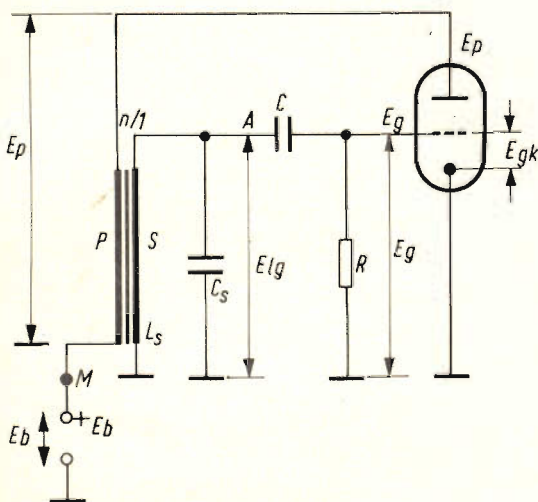



Fig. 3 - Circuito di oscillatore bloccato equipaggiato di un triodo.

Oscillatori bloccati equipaggiati di un triodo

Nel caso venga scelto un circuito a « catodo comune », gli elettrodi disponibili sono la griglia e la placca e in questo caso si può realizzare un oscillatore bloccato secondo uno schema simile a quello di fig. 3 che assomiglia a quello di un oscillatore sinusoidale, ma si vedrà che il funzionamento dell'oscillatore bloccato è diverso grazie ai valori degli elementi e alla scelta della bobina. L'oscillatore è un circuito astabile; esso può oscillare liberamente senza alcun comando esterno, ma in questo caso la sua oscillazione non è più regolare. Con l'aiuto di un comando, l'oscillatore bloccato oscilla in sincronismo con il segnale di comando secondo il metodo generale di sincronizzazione che consiste nel provocare in modo prematuro il passaggio da uno stato all'altro, i due stati come la conduzione e il bloccaggio del tubo.

La frequenza di oscillazione è l'inverso del periodo e quest'ultimo è la somma dei periodi parziali corrispondenti allo stato bloccato seguito dallo stato conduttore.

Nel circuito di fig. 3, il trasformatore possiede generalmente un numero maggiore di spire al secondario S che al primario P. Il rapporto di trasformazione dato da

$$n = \frac{\text{numero di spire del primario P}}{\text{numero di spire del secondario S}}$$

è maggiore dell'unità, essendo dell'ordine di 3.

Confrontando questo circuito con quello di un oscillatore sinusoidale si constaterà che R, cioè la resitenza di fuga di griglia, è molto più grande in un oscillatore bloccato in cui è dell'ordine del megaohm, mentre in un oscillatore sinusoidale R è dell'ordine di diverse dozzine di chiloohm.

Funzionamento

Se si considera la capacità totale, C_S confrontata al secondario dell'induttanza

il cambiadischi stereo più

CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244 - 17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 × 270 mm

GERMANY
Hi Fi
DIN 45500

nuovissimo
pratico
completo

N. G.B.C. RA/0594-00

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. Italiana IN ITALIA.

L_s, una oscillazione sinusoidale potrà smorzarsi su una frequenza:

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_s C_s}}$$

il periodo corrispondente sarà:

$$T_o = 2 \pi \sqrt{L_s C_s}$$

Questa oscillazione viene quindi interrotta all'inizio di un semiperiodo, a causa dei valori particolari degli elementi.

Lo smorzamento periodico delle oscillazioni si effettua a una frequenza diversa da f_o e più bassa di prima.

L'oscillazione alla frequenza f fornisce delle tensioni di rilascio. L'ampiezza, la frequenza e la forma di queste tensioni dipendono dai valori degli elementi, dalle caratteristiche delle valvole e dell'alta tensione E_b. La fig. 4 indica allora delle tensioni di montaggio in diversi punti.

Il funzionamento dell'oscillatore bloccato può essere spiegato nel modo seguente: supponiamo che al momento della messa in tensione della griglia sia più negativa della tensione di interdizione (tensione di griglia che annulla la corrente anodica). In questo caso, la corrente di placca è nulla e di conseguenza la tensione sulla placca è quella dell'alimentazione, dunque E_b.

La tensione E_{Lg} ai capi di S è allora nulla. La tensione di griglia E_g comincia ad aumentare.

Quando questa supera la tensione di interdizione E''_g, si forma una corrente ano-

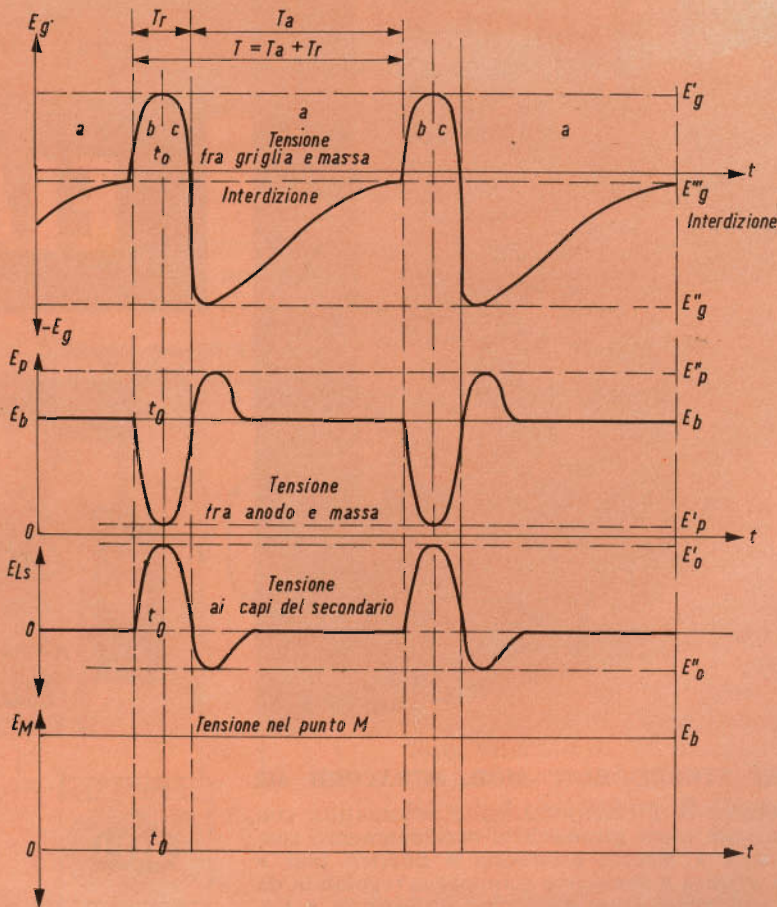



Fig. 4 - Forme d'onda delle tensioni di montaggio nei diversi punti.

dica dovuta alla tensione di placca E_p. Questa variazione della tensione anodica viene trasmessa dal primario al secondario e quindi si trasforma in un aumento della tensione E_{Lg} del punto A rispetto a massa e in seguito, grazie al condensatore C, in un aumento della tensione di griglia E_g. Queste variazioni a catena raggiungono un rapido aumento della tensione di griglia che diventano molto positive e una diminuzione simultanea della tensione anodica E_p.

La griglia raggiunge la tensione E'_g e la placca E'_p, quando l'aumento di E_g e la diminuzione di E_p cessano.

Questo ha luogo nel momento in cui la valvola non amplifica più e corrisponde a:

$$E'_g = E'_p$$

A partire da questo momento t_O, le variazioni delle tensioni si effettuano in senso inverso: E_g diminuisce fino a E''_g mentre E_p aumenta fino a E''_p; la tensione E_{Lg} diminuisce fino al valore E''_O.

In effetti, durante il periodo T_r corrispondente a una tensione di griglia positiva la resistenza interna griglia-catodo R_{kg} è molto bassa cioè dell'ordine di 1000 Ω e il condensatore C si carica attraverso R_{kg}. La carica di C comprende la diminuzione rapida di E_g, quindi E'_g fino a E''_g' di modo che alla fine di T_r, la tensione E_g sia molto negativa; il suo valore sarà allora E''_g e gli altri punti raggiungeranno i valori limite come si possono vedere in fig. 2.

A causa del fatto che la griglia è diventata molto negativa ($E_g = E''_g$) tutto il carico cessa. Quindi C si scarica nella resistenza R di valore elevato, cosa questa che corrisponde al periodo parziale T_a più lungo.

Da questo fatto la tensione E_g raggiunge E''_g o interdizione, le diverse variazioni di tensione ricominciano come indicato in precedenza.

(Da « Le Haut Parleur » 1149)

IMPIEGO DEI DIODI TUNNEL PER PRODURRE IMPULSI

I parte

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Nell'elettronica moderna, la tecnica di produzione degli impulsi, con possibilità di variarne la frequenza, l'ampiezza e la durata, è alla base di numerose elaborazioni assai utili in numerosissimi campi. In genere, per la produzione di impulsi con caratteristiche variabili si ricorre a circuiti relativamente complessi, costituiti da componenti numerosi e funzionanti in condizioni piuttosto critiche. Il medesimo risultato può però essere raggiunto in modo assai più semplice sfruttando le caratteristiche intrinseche dei diodi tunnel, persino col vantaggio di una rapidità e di una precisione maggiori. Gli impulsi prodotti — infine — possono presentare una polarità positiva o negativa, oppure entrambe le polarità.

Sino a pochi anni orsono, l'unica possibilità di scelta per chi aveva bisogno di un generatore di impulsi che presentasse una notevole rapidità ed una apprezzabile stabilità di funzionamento, inoltre con la possibilità di regolare la larghezza degli impulsi, consisteva soltanto nell'impiego di circuiti logici o di oscillatori bloccati, nonostante la loro complessità e la loro notevole dissipazione di energia.

Oggi, grazie all'enorme sviluppo conseguito nel campo dei semi-conduttori, è possibile sfruttare i **diodi tunnel** come elementi di commutazione di uscita, pilotati da semplici sorgenti di corrente inseribili e disinseribili, per ottenere un risultato analogo se non addirittura migliore.

Sulla scorta di un articolo sul medesimo argomento pubblicato su Electronic Design, diremo in primo luogo che la velocità assai elevata di commutazione è una prerogativa peculiare del diodo tunnel. Di conseguenza, esso si presta alla realizzazione di generatori di impulsi, la cui durata può essere facilmente controllata entro un'ampia gamma di valori, predisponendo in parallelo agli stessi diodi tunnel dei componenti induttivi aventi valori appropriati.

Complessivamente, tra quanto verrà detto in questa prima parte relativa alle considerazioni generali e quanto formerà oggetto della seconda ed ultima parte di questo articolo, verranno esaminate le caratteristiche di funzionamento e le prestazioni di nove tipi di generatori di impulsi, assai simili tra loro. A causa della loro notevole rassomiglianza, i dettagli relativi alla loro progettazione verranno forniti solo nei confronti di uno di essi, in quanto le norme enunciate si adattano

perfettamente alla progettazione degli altri. Le maggiori differenze che sussistono tra un tipo e l'altro consistono esclusivamente nelle caratteristiche intrinseche dello stadio finale, che determina la polarità voluta dagli impulsi di uscita, nonchè la loro ampiezza e la loro durata. pratica, il principio di funzionamento è sempre il medesimo, e le piccole differenze tra un circuito e l'altro hanno solo

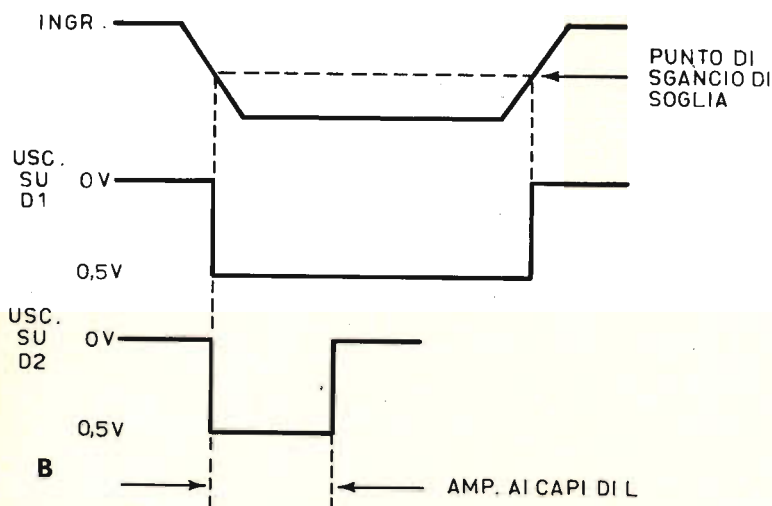
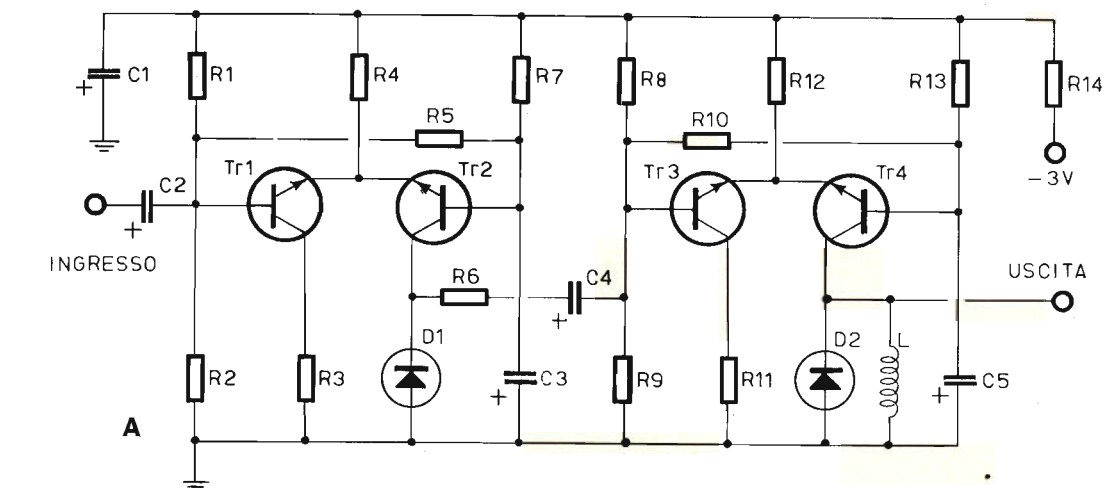



Fig. 1 - Esempio di generatore di impulsi a diodo tunnel, costituito da due sezioni in cascata, ciascuna delle quali consiste in due transistori del tipo « n-p-n ». **A** rappresenta il circuito elettrico, e **B** è l'espressione grafica dei segnali in gioco.

VALORI INDICATIVI

R1 = 20 kΩ	**R7** = 68 kΩ	**R13** = 68 kΩ
R2 = 7,5 kΩ	**R8** = 20 kΩ	**R14** = 100 Ω
R3 = 100 Ω	**R9** = 7,5 kΩ	**C1** = 60 μF
R4 = 1,2 kΩ	**R10** = 5,1 kΩ	**C2** = 2 μF
R5 = 5,1 kΩ	**R11** = 100 Ω	**C3** = 2 μF
R6 = 1 kΩ	**R12** = 1,2 kΩ	**C4** = 2 μF

il compito di variare le caratteristiche degli impulsi.

LA PROGETTAZIONE

Tutti i circuiti che avremo occasione di esaminare derivano dallo stadio fondamentale costituito da Tr1 e Tr2, illustrato nello schema di figura 1-A, nei confronti del quale la fase di progettazione consiste soprattutto nello stabilire i livelli correnti di polarizzazione, atti ad ottenere una corrente di collettore di valore predeterminato attraverso il diodo tunnel, quando l'impulso di sgancio di ingresso commuta la corrente di collettore I_C da Tr1 a Tr2.

Osservando lo schema citato, è facile notare che il doppio stadio costituito dai primi due transistori non è altro che un multivibratore, che viene eccitato dagli impulsi di ingresso applicati alla base di Tr1 tramite la capacità C2. Ciascun impulso determina l'inversione dello stato di conduzione e di non conduzione nei due transistori, per cui i medesimi impulsi si presentano direttamente ai capi del diodo tunnel D1, e quindi sul collettore di Tr2. Da questo punto, tramite R6 e C4, gli impulsi vengono applicati al secondo stadio costituito da Tr3 e Tr4, e risultano disponibili in corrispondenza del terminale di uscita, collegato direttamente al collettore di Tr4.

Il grafico della sezione B della figura 1 illustra le caratteristiche tipiche di funzionamento di questo circuito. In alto è raffigurato l'andamento degli impulsi di eccitazione applicati alla base di Tr1; immediatamente al di sotto è riprodotta la forma d'onda tipica degli impulsi che si presentano ai capi del diodo tunnel D1, al di sotto del quale è rappresentata la forma degli impulsi disponibili ai capi del secondo diodo tunnel D2, una volta che è stato determinato il valore ideale dell'induttanza L.

La figura 2 illustra la curva caratteristica che esprime la variazione di tensione in funzione dell'intensità della corrente, per un diodo tunnel al germanio. Il livello di intensità di corrente in corrispondenza del quale il diodo tunnel passa da un valore di impedenza basso ed un valore di impedenza elevato viene definito come **punto di picco**, rappresentato nel grafico dal simbolo I_P. Per evitare i problemi marginali di passaggio allo stato di conduzione dovuti alla caratteristiche del carico ed alle eventuali variazioni o della temperatura o dei parametri del diodo in caso di eventuale sostituzione, si sceglie per la corrente di collettore I_C un valore pari al doppio della corrente di picco I_P, come intensità della corrente che deve essere commutata tra Tr1 e Tr2, attraverso il diodo tunnel.

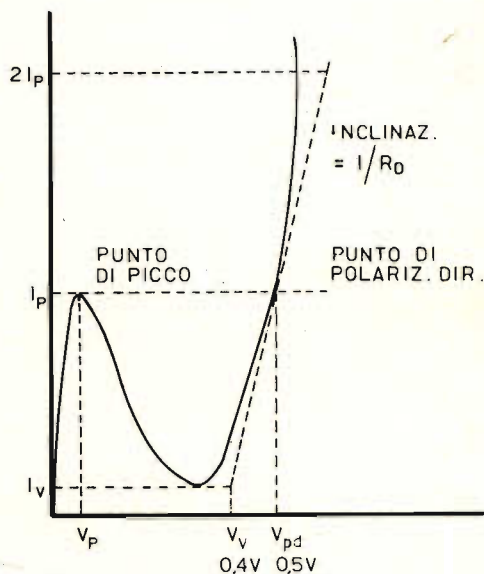



Fig. 2 - Rappresentazione grafica della curva tipica di un diodo tunnel, nella quale vengono messi in evidenza la posizione del punto di picco, corrispondente alla corrente I_P, la tensione I_V, corrispondente al punto inferiore dell'avvallamento, e l'inclinazione inversamente proporzionale alla resistenza dinamica del diodo tunnel.

Riferendoci ancora al circuito elettrico di figura 1-A, ed anche in riferimento alla maggior parte degli altri circuiti che avremo occasione di esaminare in seguito, si è fatto uso di un diodo tunnel del tipo TD-9, caratterizzato da un valore della corrente I_P pari a 0,5 mA. Quando questo diodo viene commutato nella stato di funzionamento in cui presenta un'impedenza elevata, risulta in grado di fornire una tensione di uscita pari a 0,5 V.

La rete di resistenze costituita da R1, R2, R4, R5 ed R7 deve essere realizzata in modo da conferire ai due stadi polarizzazioni tali per cui — in condizioni normali — Tr1 risulta in stato di conduzione, mentre Tr2 è in stato di interdizione: inoltre, le polarizzazioni devono essere tali da consentire che una intensità di corrente $I_C = 2\ I_P$ scorra attraverso il diodo tunnel D1, quando questo viene commutato. Naturalmente, entrambi i transistori Tr1 e Tr2 funzionano in riferimento alla medesima tensione di emettitore, che si sviluppa ai capi di R4.

Per consentire il passaggio di Tr1 allo stato di interdizione ad opera dell'impulso di ingresso, allo scopo di dare inizio al ciclo di commutazione, le basi dei due primi transistori devono essere polarizzate con tensioni differenti. Di conseguenza, il livello di tensione presente sulla base di Tr2 viene regolato in modo da assumere un valore da 150 a 400 mV più negativo che non la tensione presente sulla base di Tr1. Questa differenza è dovuta al passaggio di una corrente di debole intensità tra le due basi, tramite la resistenza R5 di valore basso.

L'intensità di questa debole corrente viene determinata ad opera della resistenza R7, il cui terminale inferiore (nel circuito di figura 1-A) risulta al potenziale di massa nei confronti della differenza di potenziale a corrente alternata presente ai suoi capi. grazie alla presenza della capacità C3 che convoglia a massa l'impulso di pilotaggio. Di conseguenza, un impulso variabile in senso negativo applicato alla base di Tr1 tramite C2, avente un'ampiezza superiore alla caduta di tensione derivante dal prodotto tra la corrente I ed il valore di R5, determinerà il passaggio di Tr1 allo stato di interdizione, riducendo l'intensità della corrente di emettitore che scorre attraverso R4, e costringendo quindi Tr2 ad entrare in stato di conduzione.

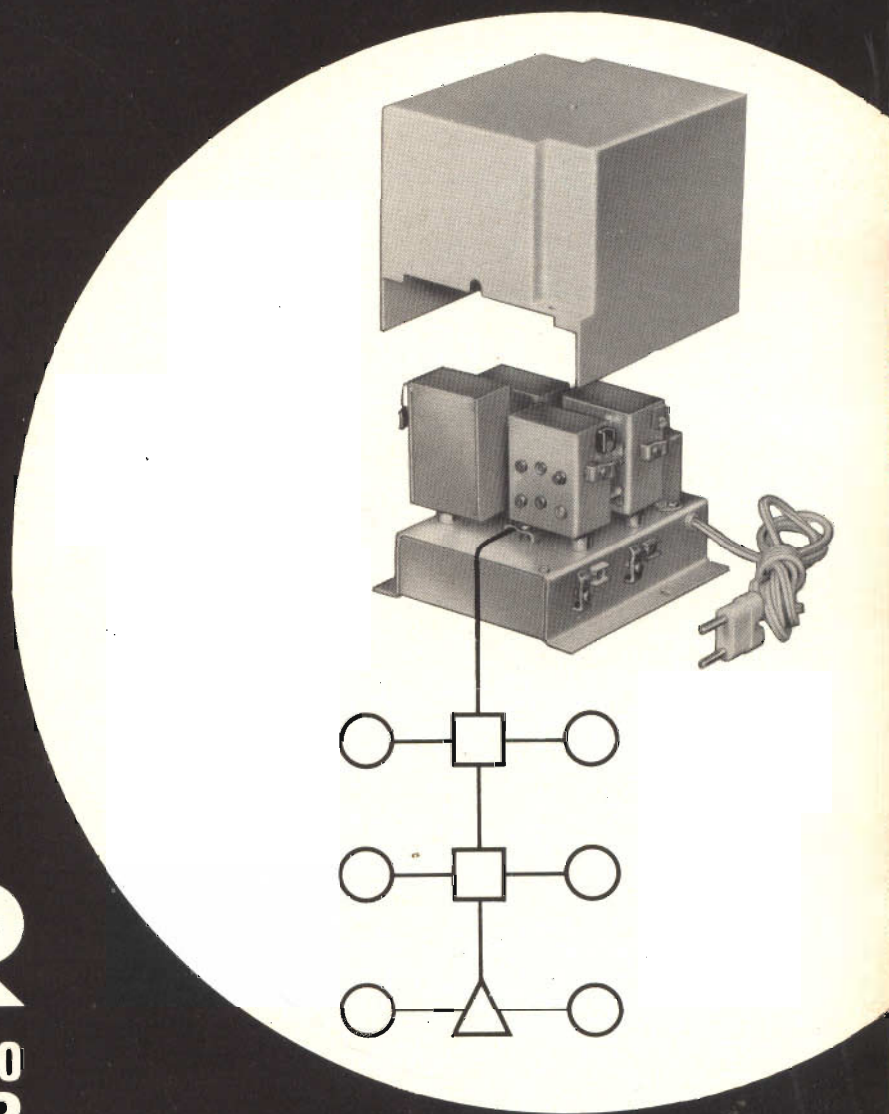
Questa azione corrisponde a ciò che accadrebbe se una sorgente a corrente costante alimentasse il diodo D1.

La nuova condizione, in cui Tr1 è in stato di interdizione mentre Tr2 è in stato di conduzione, prevale per tutta la durata dell'impulso di ingresso, come si può osservare nella forma d'onda della tensione presente ai capi di D1, nel grafico di figura 1-B. Con questo tipo di ciclo di commutazione, i transistori non vengono mai messi in condizione di funzionare in stato di saturazione o in completa interdizione, il che contribuisce a rendere assai rapida la commutazione degli stati di funzionamento tra Tr1 e Tr2.

Premesso che con il simbolo Q si intende l'intensità della corrente che viene commutata tra i due transistori del primo stadio, il medesimo simbolo può essere utilizzato anche per identificare il livello di tensione che lo determina. Di conseguenza, la tensione corrispondente al punto Q, applicata alla giunzione di emettitore di entrambi i transistori, deve presentare un valore sufficientemente elevato per provocare la corrente necessaria pari a $2\ I_P$ attraverso il numero opportuno di diodi tunnel, nel circuito di collettore di Tr2.

Dal momento che nel circuito di figura 1-A in serie al collettore di Tr2 è rappresentato un solo diodo tunnel (D1), la tensione che determina il punto Q (applicata all'emettitore) deve essere regolata al valore approssimativo di — 1,8 V, per permettere l'impiego di due diodi tunnel (nel qual caso si ottiene una caduta di tensione pari a $2 \times 0{,}5$ + caduta di tensione ai capi del transistore). Ciò permette di progettare dei moduli standardizzati, per fornire diversi livelli di uscita. In pratica, un solo diodo tunnel fornisce una tensione di uscita pari ad 1 V, e così via.

Sempre in riferimento al circuito elettrico di figura 1-A, il procedimento fase per fase di progettazione della rete di polarizzazione può essere sintetizzato come segue:

1. In primo luogo è necessario scegliere il tipo ed il numero di diodi tunnel che si intende usare in cascata nel circuito di collettore di Tr2. Solitamente, non si usano più di due diodi, con una corrente nominale I_P di 0,5 oppure di 1 mA, in quanto — con una tensione di alimentazione di 3 V — non sarebbe

possibile ottenere una tensione di polarizzazione sufficiente per un maggior numero di diodi.

2. La tensione che determina la corrente corrispondente al punto Q, V_E, presente sulla giunzione di emettitore di Tr1 - Tr2, deve essere pari a 0,5 V moltiplicati per il numero di diodi tunnel al germanio che si intende usare (tenendo conto che il valore deve essere 0,8 V anzichè 0,5, se si usano diodi al sicilio), oltre ad un valore addizionale di 0,7 V (o maggiore) per evitare di polarizzare in senso diretto la giunzione tra base e collettore di Tr2. Quando Tr1 è in stato di conduzione, la sua tensione di base, V_B sarà pari a V_E — 0,7 V.

Fig. 3 - Circuiti equivalenti dello stadio di uscita Tr4 del generatore di cui alla figura 1-A: A rappresenta il solo stadio di uscita, mentre B rappresenta le condizioni che sussistono quando Tr4 viene considerato come un generatore a corrente costante, mentre il diodo tunnel viene considerato come un generatore che fornisca una tensione pari al valore V_V.

3. Per determinare con la massima esattezza possibile il valore da attribuire alla resistenza R4, riferirsi ad una intensità di corrente I_E, che determina il punto critico Q, approssimativamente uguale ad I_C, pari — come abbiamo stabilito — al doppio della corrente I_P. La tensione di alimentazione generale deve essere compresa tra un minimo di 3 ed un massimo di 6 V, in quanto è opportuno contenere il valore di R4 entro il minimo possibile, onde non compromettere la rapidità della commutazione.

4. Noto il valore della corrente I_E, ed il valore minimo del coefficiente « beta » presumibile nel transistore che si impiega nella realizzazione, determinare l'intensità della corrente di base, e regolare la corrente zavorra che scorre attraverso R1 ad un valore pari almeno a cinque volte il valore della corrente di base. Ciò fatto, è possibile calcolare direttamente i valori di R1 e di R2.

5. Il valore di R7 non è critico, e può essere compreso tra un minimo di 50.000 ed un massimo di 100.000 Ω, senza che si verifichino alterazioni apprezzabili. Il valore di R5 viene invece regolato in modo da corrispondere a livelli di tensione degli impulsi di eccitazione compresi tra 150 e 400 mV. La resistenza R3 è stata usata in origine per determinare l'intensità della corrente 2 I_P che scorre attraverso Tr1, semplicemente misurando la caduta di tensione presente ai suoi capi. Il suo valore può anche essere aumentato fino ad essere compreso tra 510 e 1.000 Ω, sfruttando la caduta di tensione presente ai suoi capi come seconda uscita.

A proposito della figura 2 già citata occorre aggiungere che l'angolo di inclinazione dell'estremità destra in salita della curva è determinato dal rapporto tra la corrente I e la resistenza dinamica R_D del diodo, la quale — a sua volta — equivale al seguente rapporto:

$$R_D = \frac{V_{pd} - V_V}{I_P - I_V}$$

nella quale V_{pd} rappresenta la tensione di polarizzazione diretta.

La figura 3 illustra in A ed in B il circuito equivalente dello stadio Tr4, onde mettere nella dovuta evidenza le grandezze in gioco, vale a dire la corrente di collettore I_C, pari al doppio della corrente I_P: la corrente I_L che scorre attraverso l'induttanza, e la corrente I_D che scorre internamente al diodo tunnel (D2), il cui

valore è in stretta relazione con quello della resistenza dinamica del diodo R_D.

La figura 4 rappresenta un circuito assai simile a quello del primo stadio del circuito di figura 1-A, nel quale però si nota immediatamente la differenza più sostanziale, consistente nell'impiego di due diodi tunnel (D1 e D2), collegati in serie tra loro ed in opposizione di fase nel circuito di collettore di Tr2. Le diverse fasi di progettazione di questo circuito possono essere a loro volta sintetizzate come segue:

1. Partendo dal presupposto che si desideri ottenere in uscita una tensione di 1 V, è indispensabile l'impiego di due diodi tunnel. A tale scopo, i diodi del tipo TD-9, aventi una corrente nominale I_P pari a 0,5 mA, risultano adatti.

VALORI INDICATIVI

R1	= 20 kΩ	R9	= 5,1 kΩ
R2	= 7,5 kΩ	C1	= 60 μF
R3	= 3,9 kΩ	C2	= 2 μF
R4	= 100 Ω	C3	= 2 μF
R5	= 3,9 kΩ	C4	= 2 μF
R6	= 1,2 kΩ	Tr1/2	= 2N2369
R7	= 68 kΩ	D1/2	= TD-9
R8	= 100 Ω		

Fig. 4 - **A** rappresenta il circuito tipico di un generatore di impulsi impiegante due diodi tunnel collegati in serie tra loro nel circuito di collettore di Tr2, che rende disponibili due segnali di uscita, di cui uno bipolare (uscita 1) ed uno monopolare (uscita 2), come si può osservare in **B** che rappresenta l'andamento dell'impulso di eccitazione di ingresso, e dei due segnali di uscita.

2. La tensione corrispondente al punto critico Q equivale a:

$2 \times 0{,}5\ V + 0{,}8\ V$ (caduta di tensione ai capi del transistore)

$= 1{,}8\ V$

$V_E = 1{,}8\ V$

$V_B = 1{,}8 - 0{,}7 = 1{,}1\ V$

3. A questo punto, è possibile calcolare il valore di R3, tenendo conto che $I_E \cong I_C = 2\ I_P = 2 \times 0{,}5 = 1\ mA$

per cui:

$R3 = (V_{FF} - V_E)/I_E = (3 - 1{,}8)/1$

$R3 = (V_{EE} - V_F)/I_F = (3 - 1{,}8)/1$

$= 1.200\ \Omega$

4. Il valore minimo del coefficiente « beta » che ci si può aspettare dal transistore ammonta a 50, per cui:

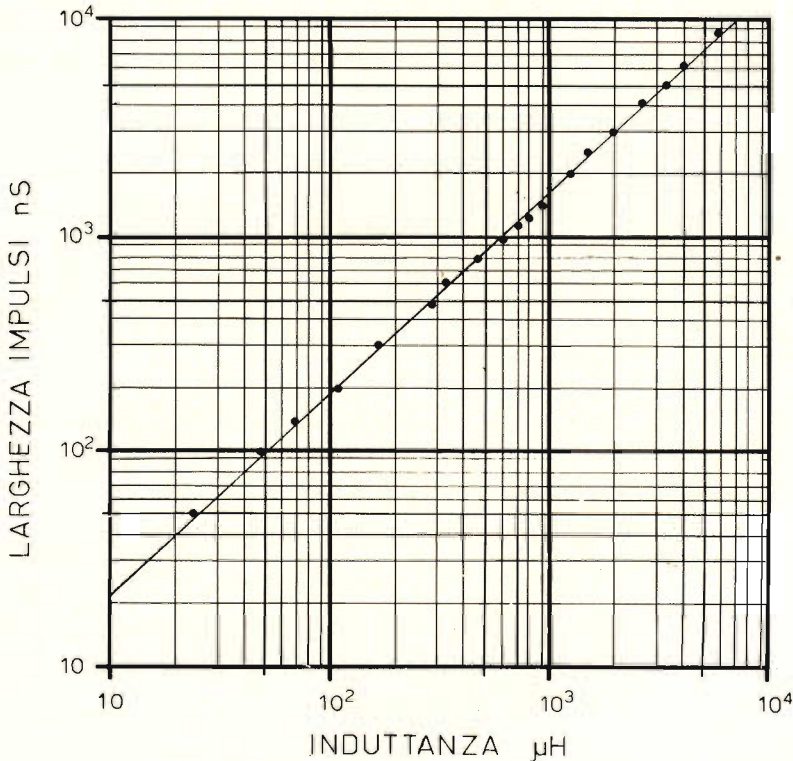



Fig. 5 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra l'induttanza di L, espressa in μH, e la larghezza degli impulsi ottenibili in uscita, espressa in ns.

$I_B = I_E/\beta = 1\ mA/50 = 20\ \mu A$

$I_Z = 5 \times 20 = 0{,}1\ mA$

nella quale I_Z rappresenta la corrente-zavorra. Inoltre,

$R2 = (V_{EE} - V_B) : I_Z$

$= (3 - 1{,}1) : 0{,}1\ mA$

$= 1{,}9\ V : 0{,}1\ mA$

$= 19.000\ \Omega$

$R4 = V_B\ I_{R4}$

$I_{R4} = I_Z + I_B + I_{R9}$

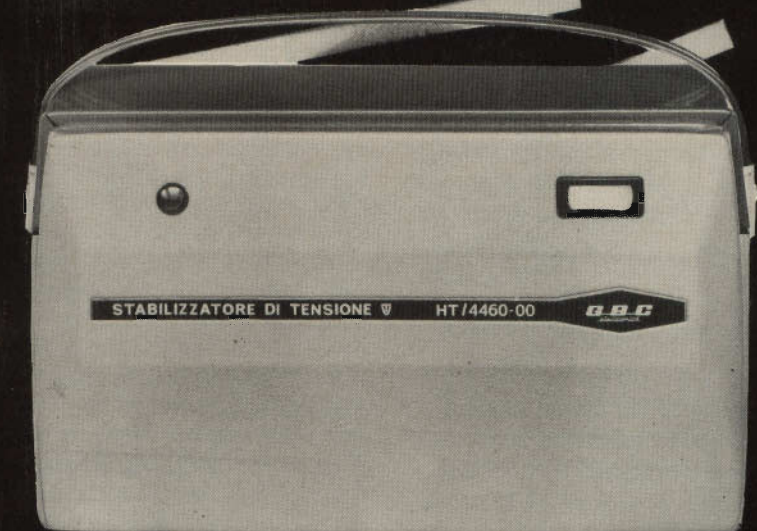
$= 100 + 20 + 26 = 146\ \mu A$

$= 0{,}146\ mA$

$R4 = 1{,}1\ V : 0{,}146\ mA = 7.500\ \Omega$

DIMENSIONAMENTO DEL CIRCUITO DI USCITA

Nel circuito illustrato alla figura 1-A, il segnale fornito in uscita da Tr2 alimenta

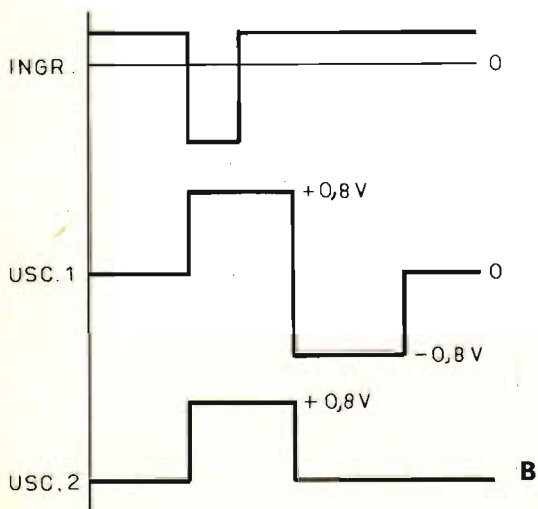
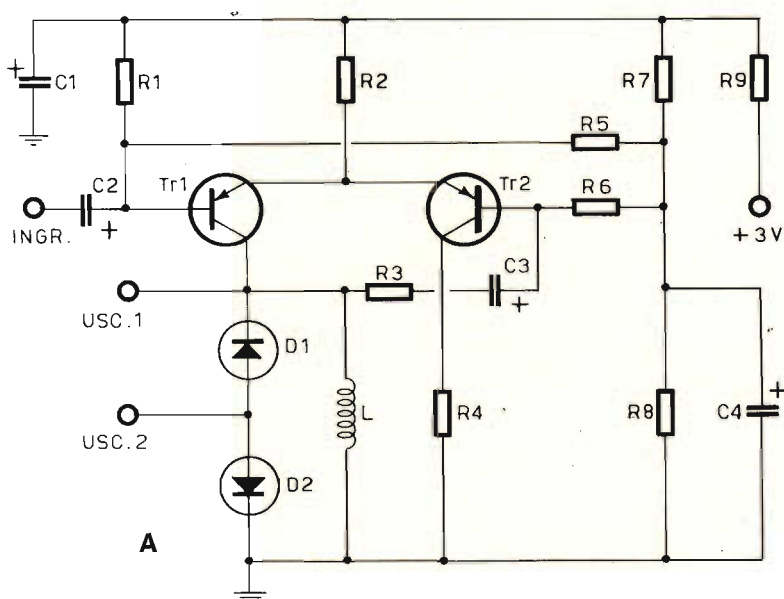
STABILIZZATORE DI TENSIONE HT/4460-00

stabilizzatore di tensione

CARATTERISTICHE TECNICHE

A forma d'onda corretta. - Collaudato secondo norme C.E.I. - Potenza: 250 VA - Ingresso: 125-160-220-280 V ± 20% - Uscita: 220 V ± 2% - Rendimento: 87%.

HT/4460

un unico diodo tunnel. La durata del suo periodo di conduzione negli istanti in cui esso presenta un'impedenza elevata segue la forma d'onda dell'impulso di ingresso, quando questo si trova al di sopra del punto di sgancio di soglia.

A causa di ciò, l'uscita fornita dal secondo stadio del dispositivo, costituito da Tr3 e da Tr4, consiste in un secondo diodo tunnel, D2, in parallelo al quale è collegata l'induttanza L. Il valore di questa induttanza determina la durata del periodo di tempo in cui D2 rimane nello stato in cui presenta un valore di impedenza elevato. Di conseguenza, il valore di L determina la larghezza dell'impulso di uscita, sebbene Tr4 rimanga in stato di conduzione per tutta la durata del periodo di impulso applicato tramite C4 alla sezione di uscita dell'intero dispositivo.

VALORI INDICATIVI

R1	= 68 kΩ	R9	= 100 Ω
R2	= 620 Ω	C1	= 60 μF
R3	= 3,9 kΩ	C2	= 2 μF
R4	= 100 Ω	C3	= 2 μF
R5	= 5,1 kΩ	C4	= 2 μF
R6	= 3,9 kΩ	Tr1/2	= 2N2894
R7	= 20 kΩ	D1/2	= 1N2929
R8	= 7,5 kΩ		

Fig. 6 - Altra versione di un generatore di impulsi a diodi tunnel (A), nella quale — come si osserva in B — i tratti ascendenti positivi degli impulsi di uscita (disponibili ai due morsetti relativi) risultano in fase col tratto ascendente degli impulsi negativi di eccitazione applicati alla base Tr1 tramite C2.

Questo comportamento può essere compreso più facilmente se si considera che — all'inizio — L presenta un valore di impedenza elevato nei confronti dell'impulso a salita rapida che si manifesta ai capi di D2.

Col susseguirsi delle frazioni di secondo, la corrente che scorre attraverso la suddetta induttanza aumenta — partendo dal valore zero — e tende ad assumere il valore 2 I_P, il che determina una diminuzione dell'intensità della corrente che scorre attraverso il diodo tunnel, del medesimo ammontare. Non appena l'intensità della corrente che scorre attraverso il diodo tunnel diminuisce al di sotto del punto corrispondente all'avvallamento della curva, I_V, esso inverte le sue caratteristiche di funzionamento e comincia a presentare una impedenza di valore basso, dando luogo in tal modo alla fine dell'impulso di uscita.

Se la corrente di collettore I_C (pari al doppio della corrente I_P) fornita da Tr4 presenta un valore costante, la larghezza (vale a dire la durata) dell'impulso di uscita dipende dal valore dell'induttanza presente in parallelo al diodo tunnel. Ciò premesso, occorre rilevare che il funzionamento del generatore di impulsi può essere giudicato soddisfacente soltanto se gli impulsi di eccitazione di ingresso presentano un tempo di salita sufficientemente rapido, ossia breve rispetto alla costante di tempo determinata dal prodotto tra il valore di L ed il valore di R12. Ciò permette di attribuire ad R12 stessa un valore ridotto, come è appunto imposto dal basso valore della tensione di alimentazione V_{EE}. Per valori del tempo di salita degli impulsi di ingresso inferiori a 20 ns, è possibile usare induttanze del valore di circa 68 μH, ed attribuire ad R12 un valore di 1.200 Ω.

Il circuito di uscita può essere analizzato sostituendo ipoteticamente a Tr4 un generatore a corrente costante, e sostituendo anche il diodo tunnel con un generatore che produca una tensione V_V (corrispondente al livello inferiore dell'avvallamento nel grafico di figura 2), con una resistenza in serie, R_D, equivalente al valore della resistenza dinamica del diodo tunnel, che esso presenta quando la sua impedenza è elevata: tutto ciò è messo in evidenza nei circuiti equivalenti di figura 3, A e B.

Da quanto si è detto, il lettore potrà rilevare che la durata dell'impulso di uscita presente ai capi di D2 può essere calcolata come segue:

Durata impulso =
$(L : R_D) \log_e [(V_V + I_C R_D) : (V_V + I_P R_R)]$

nella quale V_V ed I_V vengono misurate sulla curva, mentre R_D viene calcolata presupponendo una relazione lineare rispetto ad I_P, entro la gamma di tensioni compresa tra V_V e V_{pd}.

Impiegando diodi tunnel al germanio da 0,5 mA, come appunto il tipo TD-9 precedentemente citato, ciò può equivalere approssimativamente a:

Durata impulsi (in nanosecondi) = L (in μH) $\times$ 2

Misurando la durata in corrispondenza di metà dell'ampiezza, e nei confronti di un diodo al germanio da 1 milliampère, come ad esempio il tipo TD-1, equivale invece a:

Durata impulsi (in nanosecondi) = L (in μH) $\times$ 3,5

La sezione B della figura 4 rappresenta — come nel caso precedente — le caratteristiche di funzionamento del circuito di figura 4-A. In alto è rappresentato l'andamento degli impulsi di eccitazione applicati all'ingresso, tramite C2 ed R3, alla base di Tr1; al centro è rappresentata la polarità mista (negativa e positiva) degli impulsi rettangolari disponibili all'uscita 1, ed in basso è rappresentato invece l'andamento degli impulsi disponibili all'uscita 2.

Nel generatore di impulsi illustrato alla figura 4-A, il segnale di uscita presente sul collettore di Tr2 viene retrocesso sulla base di Tr1 ai soli effetti della componente alternativa, tramite R5 e C3. Non appena l'intero dispositivo viene eccitato da un impulso di ingresso di breve durata,

lo stato di conduzione attraverso il diodo tunnel viene mantenuto per un periodo di tempo dipendente dal valore di L. Per meglio chiarire quanto sopra, il grafico di figura 5 illustra le relazioni che intercorrono tra il valore induttivo di L, espresso in microhenry, e la larghezza degli impulsi disponibili in uscita, espressa in nanosecondi.

La figura 6 illustra in A un'altra versione del generatore di impulsi a diodi tunnel, nella quale gli impulsi positivi disponibili in uscita risultano in fase col tratto ascendente degli impulsi negativi di eccitazione applicati all'ingresso. La suddetta relazione di fase è chiaramente visibile nella sezione B della medesima figura, nella quale è messa inoltre in evidenza la disponibilità in corrispondenza dell'uscita 1 di impulsi bipolari, aventi cioè semionde positive e negative rispetto alla linea isoelettrica, ed impulsi esclusivamente ad andamento positivo all'uscita 2.

In questa versione, è del pari importante notare che — a differenza del circuito precedente — gli impulsi di uscita vengono prelevati dal circuito di collettore di Tr1, alla cui base vengono applicati gli impulsi di eccitazione di ingresso tramite C2: inoltre, il segnale disponibile sulla base di Tr2 viene retrocesso al collettore di Tr1, ai soli effetti della componente alternativa, tramite C3 ed R3.

La realizzazione pratica di dispositivi elettronici di questo tipo non presenta gravi difficoltà, ad eccezione del fatto che occorre dimensionare con molta cautela i valori dei componenti che determinano le diverse polarizzazioni in gioco. La stabilità di funzionamento e la sicurezza nel tempo sono anche prerogative assai utili ed importanti, dovute alla buona insensibilità alle variazioni termiche.

Abbiamo così esposto i concetti basilari che governano il funzionamento dei generatori di impulsi impieganti uno o due diodi tunnel: nella seconda ed ultima puntata di questo articolo esamineremo in pratica le caratteristiche di funzionamento di alcuni circuiti tipici del genere.

(continua)

DISSIPATORI DI CALORE PER SEMICONDUTTORI

progetto e calcolo

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

In un precedente articolo abbiamo illustrato il significato dei parametri che entrano in gioco nel riscaldamento di un dispositivo a semiconduttore. In questo articolo si danno regole pratiche per il dimensionamento dei dissipatori di calore.

I dispositivi di raffreddamento per semiconduttori di potenza possono essere classificati in tre categorie:

a) radiatori piani

b) radiatori ad alette realizzati in fusione

c) radiatori estrusi.

Non si considerano i dispositivi di raffreddamento a circolazione d'acqua perché questi, in generale, fanno parte integrante del corpo del semiconduttore. In pratica i radiatori più impiegati sono quello in fusione e quelli a profilo estruso. I radiatori piani sono usati quando i valori di resistenza termica richiesti sono dell'ordine di parecchi gradi per watt, e le perdite nel semiconduttore non superano i 50 o 60 W. Infatti, per potenze dissipate maggiori, le dimensioni di questi radiatori assumerebbero valori proibitivi.

Radiatori piani

Non è necessario addentrarsi nel calcolo dei radiatori piani; le caratteristiche termiche di essi sono normalmente pubblicate assieme alle caratteristiche dei semiconduttori. L'importante è conoscere il modo di calcolare rapidamente la superficie necessaria.

In un radiatore, le calorie sono disperse tramite la resistenza termica in diversi modi che si possono così riassumere:

a) dispersione per « conduzione »; dipende dal materiale utilizzato, dalla sua struttura e dallo stato della superficie in contatto con l'aria ambiente.

b) dispersione per « irraggiamento ».

c) dispersione per « convezione »; dipende dal salto termico tra il radiatore e l'ambiente.

L'insieme di questi mezzi di dispersione è caratterizzato dal cosiddetto coefficiente di **dispersione termica,** simbolizzato con la lettera σ, e che vale per i materiali normalmente usati, rame e alluminio, circa da 1 a 3 mW/cm^2.

Come si può notare in fig. 1 la resistenza termica di un radiatore è:

a) inversamente proporzionale alla sua superficie.

b) direttamente dipendente dal suo grado di finitura (brillante o annerito).

c) direttamente proporzionale alla differenza di temperatura tra il radiatore e l'ambiente (la ventilazione forzata mantiene la temperatura ambiente ad un valore praticamente costante dell'ordine dei 40 °C).

Calcolo di un radiatore piano

La formula che permette di calcolare la superficie di un radiatore è la seguente:

$$S = \frac{1}{Rthr \cdot amb \cdot \sigma} \qquad (8)$$

dove:

S è la superficie misurata in cm^2

Rthr · amb è la resistenza termica in °C/W

σ in mW/cm^2.

Si deve, ad esempio, calcolare la superficie di un radiatore piano da 3 °C/W. Si suppone di considerare un valore del

Fig. 1 - Resistenza termica in funzione della superficie di un radiatore piano in rame da 2 mm di spessore o di alluminio da 3 mm, montato verticalmente:

A - superficie brillante, ventilazione libera

B - superficie annerita, ventilazione libera

C - ventilazione forzata 5 m/s.

coefficiente di dispersione termica di 2 mW/cm^2. Si sostituiscono i valori dati nella formula (8) e si trova:

$$S = \frac{1}{3 \times 2 \times 10^{-3}} = \frac{10^3}{6} = 166 \text{ cm}^2.$$

Bisogna ricordare che nella formula (8) la resistenza termica considerata tiene conto del fatto che la dispersione del calore avviene tramite tutte e due le facce del radiatore. Questo fatto obbliga a montare il radiatore verticalmente e lontano da qualsiasi corpo che possa ostacolare lo scambio termico per convezione naturale.

Nel caso in cui il radiatore venga montato orizzontalmente, solo la superficie superiore deve essere considerata come elemento di raffreddamento ed, in questo caso, a parità di resistenza termica, la superficie calcolata con la formula (8) deve essere raddoppiata.

E' facile verificare, utilizzando le curve di fig. 1, che l'impiego di radiatori piani determina dimensioni di ingombro notevoli. E' conveniente allora ricorrere a radiatori con più alette di raffreddamento che, a parità di resistenza termica, hanno ingombri minori.

Radiatori realizzati con fusioni

Nel caso in cui è necessario asportare parecchie centinaia di watt, non è praticamente più pensabile l'uso dei radiatori piani.

Sono disponibili in commercio radiatori in alluminio realizzati mediante fusione, che permettono di dissipare potenza dell'ordine di 500-600 W (fig. 2).

Normalmente questi radiatori hanno una superficie adatta a permettere un ottimo fissaggio del semiconduttore al radiatore, in modo che sia minima la resistenza termica Rthfb · r. Per migliorare la conduzione termica si usa interporre tra il semiconduttore ed il radiatore del grasso al silicone, il quale, avendo un elevato coefficiente di conduzione termica, permette di abbassare la resistenza termica di contatto.

La fig. 2 rappresenta un radiatore tipo Philips 56283, adatto all'impiego con raddrizzatori a base piatta e capace di dissipare una potenza di circa 350 W. La sua resistenza termica è dell'ordine di 0,5 °C/W ad una dissipazione di 200 W in convezione naturale. Se lo si utilizza in un sistema di raffreddamento ad aria forzata, con una velocità dell'aria di 3 m/s, la resistenza termica di raffreddamento scende a 0,2 °C/W.

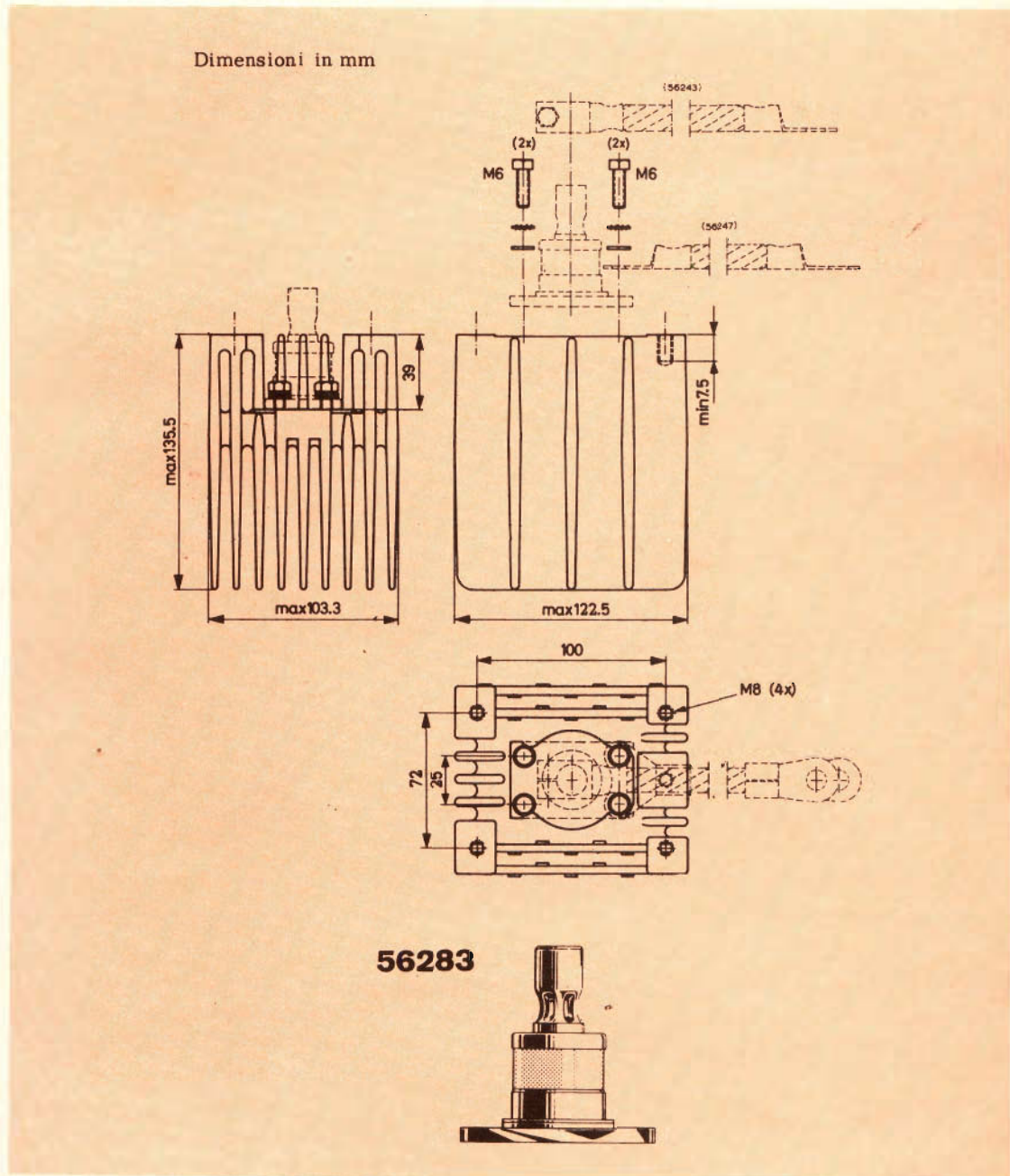



Fig. 2 - Esempio di radiatore in alluminio realizzato mediante fusione e capace di dissipare una potenza dell'ordine di 500 o 600 W.

Bisogna notare che, in ventilazione forzata, la resistenza termica di un radiatore è praticamente indipendente dalla potenza dissipata. Per contro, dipende fortemente dalla velocità dell'aria, aumentando al diminuire di questa. Tutto ciò dipende dal fatto che, in vicinanza delle alette del radiatore, le particelle d'aria sono continuamente rinnovate ed, in pratica, nelle immediate vicinanze del radiatore ventilato si stabilizza una temperatura ambiente di circa 35-40 °C.

DATI PUBBLICATI

Per ogni semiconduttore e radiatore, è indispensabile pubblicare i diversi parametri termici.

Dati termici di un raddrizzatore

Come si è visto in precedenza, ciascun dispositivo a semiconduttore deve avere pubblicate le sue caratteristiche termiche come avviene nella fig. 3.

Essa rappresenta i dati termici di un raddrizzatore da 100 A del tipo BYX 32. Questo raddrizzatore può dissipare una potenza di 150 W e ha una resistenza termica dalla giunzione alla base di montaggio di 0,4 °C/W e ammette una temperatura massima di giunzione di 190 °C.

Bisogna notare che la resistenza termica indicata nella parte destra della figura, corrisponde alla resistenza termica dalla base di montaggio all' ambiente (Rth · fb · amb).

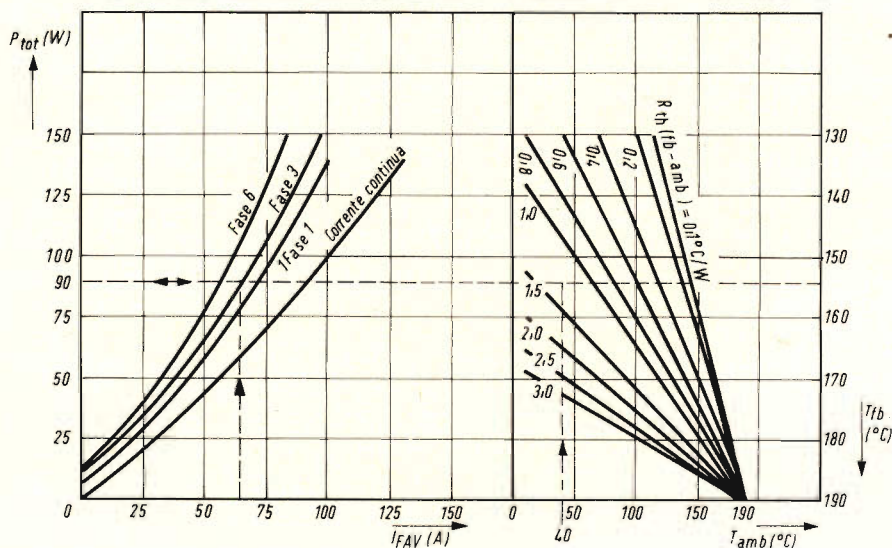



Fig. 3 - Caratteristiche termiche di un dispositivo a semiconduttore (raddrizzatore da 100 A del tipo BYX 32).

Essa è costituita dalla somma della resistenza termica di contatto Rthfb · r e dalla resistenza termica propria del radiatore Rthr · amb.

Calcolo del radiatore

Si suppone di utilizzare un diodo BYX 32 in un montaggio trifase e di dover fornire una corrente media I_{FAV} di 65 A a una temperatura ambiente di 40 °C.

Si utilizzano i dati della fig. 3 che permettono di determinare immediatamente la resistenza termica del radiatore da usare. Si può dunque applicare il procedimento indicato in precedenza.

Si inizia dalla parte sinistra del diagramma in corrispondenza del valore 65 A, si traccia una verticale fino ad incontrare la curva corrispondente alle perdite trifasi. L'intersezione determina la poten-

za dissipata, che in questo caso è di 90 W. Si traccia in corrispondenza di questo valore una orizzontale sino a determinare la temperatura della base di montaggio Tfb = 154 °C. Si considera la parte destra del diagramma e si traccia una verticale in corrispondenza del punto di temperatura ambiente a 40 °C. L'intersezione tra questa verticale e l'orizzontale precedentemente tracciata, fornisce il valore Rthfb · amb necessario. Questo valore viene determinato per interpolazione tra le due rette più prossime al punto di intersezione e vale 1,3 °C/W. Poiché la resistenza termica di contatto è data e vale 0,1 °C/W quella del radiatore deve essere:

Rthr · amb = Rthfb · amb — Rthfb · r
e quindi:

Rthr · amb = 1,3 — 0,1 = **1,2 °C/W**

In queste condizioni di funzionamento si ricava la temperatura di giunzione che vale:

T_j = Tamb + Ptot

(Rthj · fb + Rthfb · r + Rthr · amb)

da cui:

$T_j = 40 + 90\ (0{,}4 + 0{,}1 + 1{,}2) \simeq 190\ °C.$

Caso di un radiatore con più raddrizzatori

Alcuni tipi di radiatori sono costruiti per montare due semiconduttori. Se essi sono identici dal punto di vista delle perdite,

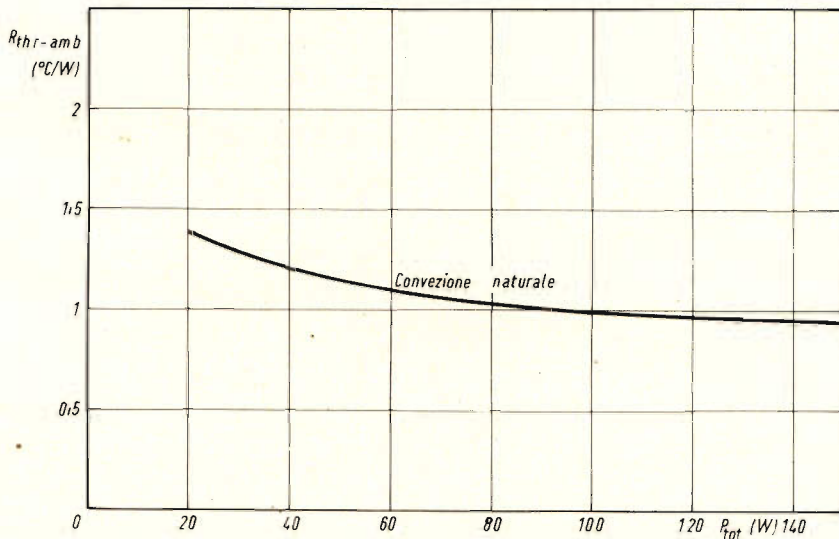



Fig. 4 - Nel grafico è riportata la variazione della resistenza termica in funzione della potenza da dissipare Ptot.

i radiatori devono essere dimensionati per dissipare il doppio delle perdite di ciascun elemento.

Nel caso invece che le perdite di ciascun elemento sono diverse il radiatore deve essere calcolato in base all'elemento che dissipa di più. E' il caso di un diodo controllato e di un diodo montati sullo stesso radiatore. A parità di corrente I_{FAV}, le perdite di un diodo controllato sono superiori a quelle di un diodo. I dati pubblicati per ciascun elemento sono i seguenti:

	DIODO	DIODO CONTROLLATO
Ptot	15 W	35 W
Tfb max		120 °C
Rthfb · r	0,1 °C/W	0,1 °C/W

La temperatura più elevata è data dalla temperatura massima della base di montaggio del diodo controllato che è di 120 °C. Questo comporta una temperatura del radiatore di:

$$Tr = Tfb - (Ptot \cdot Rthfb \cdot r)$$

da cui:

$$Tr = 120 - (35 \cdot 0{,}1) = 106{,}5\ °C$$

Se si considera una temperatura ambiente di 40 °C, la sovratemperatura del radiatore non deve superare:

$$\Delta Tr = Tr - Tamb$$

da cui:

$$\Delta Tr = 106{,}5 - 40 = 66{,}5\ °C$$

La potenza totale dissipata dal radiatore è uguale alla somma delle dissipazioni dei due elementi e cioè:

$$Ptot = 15 + 35 = 50\ W.$$

In queste condizioni la resistenza termica del radiatore è data dalla formula (10):

$$Rthr \cdot amb = \frac{Tr - Tamb}{Ptot}$$

da cui:

$$Rthr \cdot amb = \frac{66{,}5}{50} = 1{,}33\ °C/W$$

Caratteristiche termiche di un radiatore

Le caratteristiche termiche di un radiatore sono normalmente fornite con due curve (figg. 4 e 5). Esse si riferiscono anche ad un radiatore realizzato in fusione del tipo 56280 (fig. 6) e non richiedono spiegazioni particolari. In fig. 4 viene data la variazione della resistenza termica Rthr · amb in funzione della potenza Ptot da dissipare; in figura 5 viene data la resistenza termica in funzione della velocità dell'aria, nel caso di ventilazione forzata.

I dati termici di un radiatore sono pubblicati anche sotto forma di abaco. Mediante esso, si può conoscere la resistenza termica o la velocità dell'aria in funzione della potenza dissipata. Un esempio di abaco è dato in fig. 7. Esso è valido per sei tipi diversi di radiatori e si utilizza allo stesso modo della fig. 3.

Calcolo della resistenza termica

Si suppone di avere un raddrizzatore, montato su di un dissipatore del tipo 56266, che dissipa una potenza Ptot di 2,5 W in convezione naturale. In queste con-

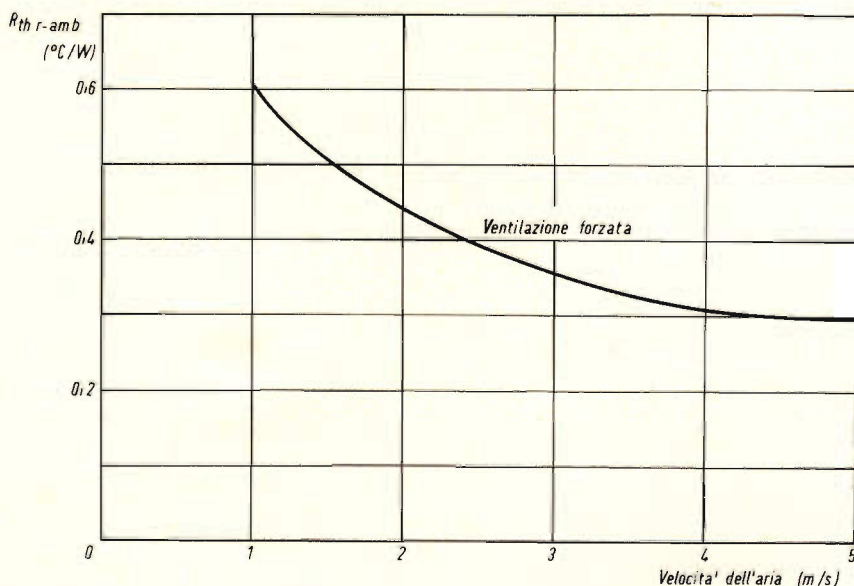



Fig. 5 - Resistenza termica in funzione della velocità dell'aria nel caso di ventilazione forzata.

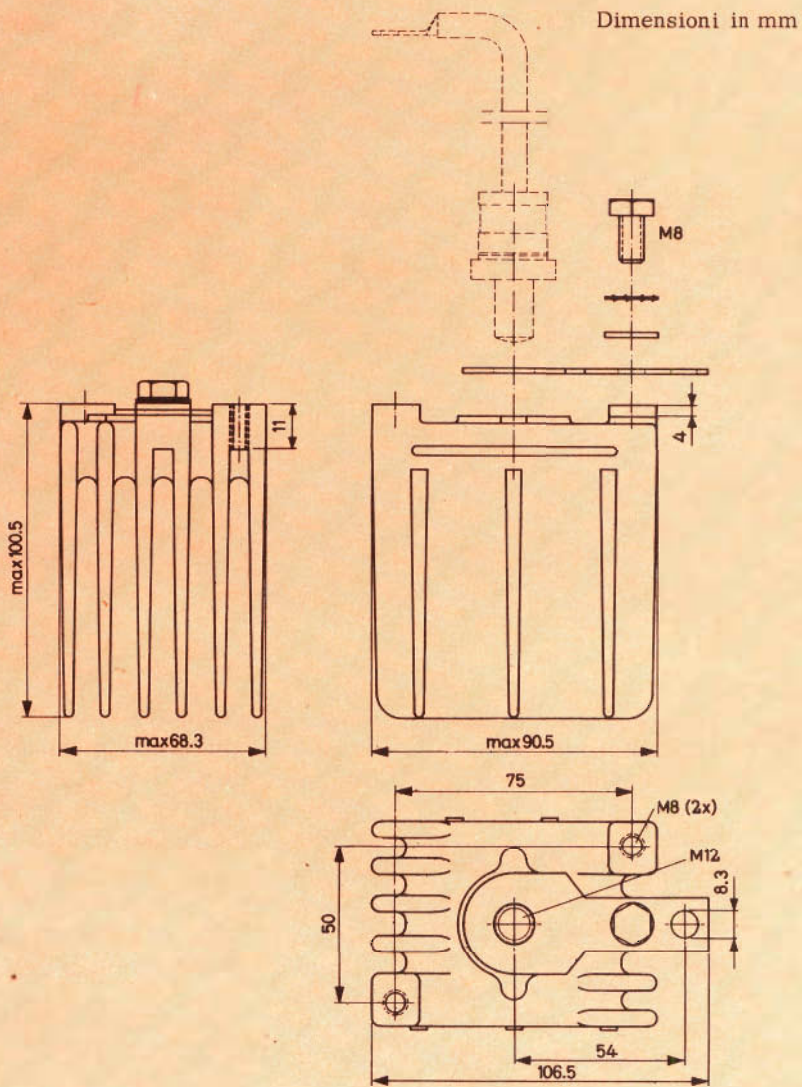
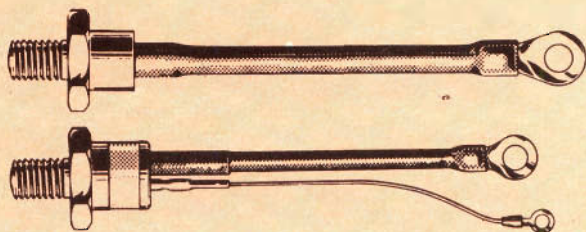



Fig. 6 - Radiatore molato tipo 56280. Le misure sono date in mm.

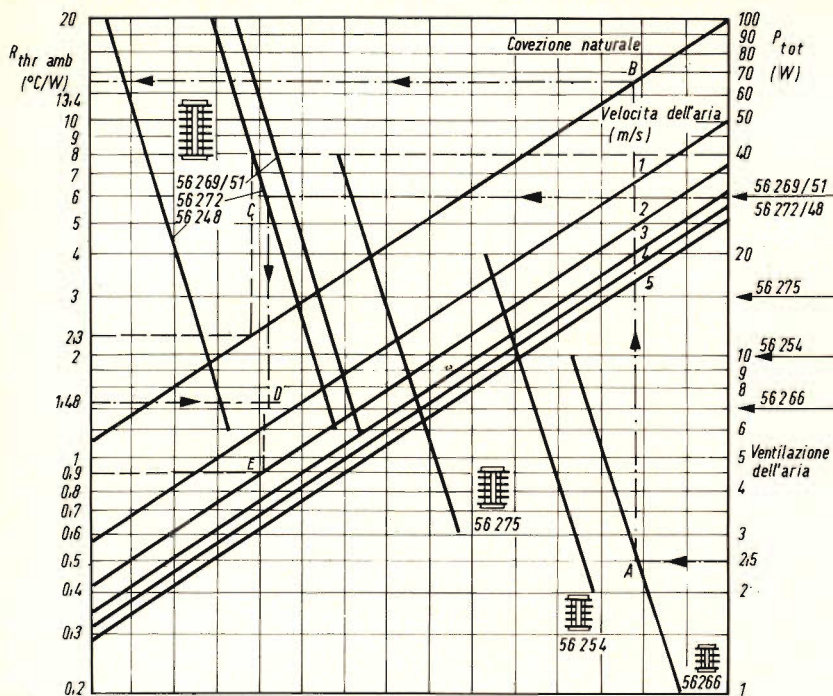



Fig. 7 - Presentazione dei dati termici di radiatore sotto forma di abaco.

dizioni, l'abaco di fig. 7 permette di determinare facilmente la resistenza termica del radiatore.

Si parte dal valore di potenza dissipata 2,5 W sulla parte destra della figura, e si traccia una orizzontale sino ad incontrare la retta corrispondente al radiatore nel punto A. Di qui si traccia una verticale sino ad incontrare la retta corrispondente alla convezione naturale nel punto B. Con un'altra orizzontale si determina la resistenza termica richiesta:

Rthr · amb = 13,4 °C/W.

Determinazione della velocità dell'aria

Sempre mediante l'uso dell'abaco di fig. 7 si può determinare la velocità dell'aria nel caso di ventilazione forzata. Le frecce, sulla parte destra, indicano, per ciascun radiatore, la potenza a partire dalla quale, nel caso di ventilazione forzata, la resistenza termica del radiatore rimane praticamente costante.

Ad esempio, si suppone di considerare un radiatore del tipo 56272 che deve dissipare 40 W con una resistenza termica che non deve superare 1,5 °C/W. In convezione naturale, utilizzando il metodo precedente, si trova una resistenza termica di 2,3 °C/W, corrispondente a 40 W dissipati. E' quindi necessario ventilare.

Si parte allora dalla freccia relativa al tipo di radiatore dato, si traccia una orizzontale sino ad intersecare la retta relativa al radiatore nel punto C. Di qui si traccia una verticale. In corrispondenza della resistenza termica desiderata, si traccia una orizzontale. Il punto d'incontro tra le due rette stabilisce la ventilazione necessaria. Ad esempio, se si desidera una resistenza termica di 1,5 °C/W, occorre una velocità dell'aria di 0,8 m/s, punto D sull'abaco; per una resistenza termica di 0,9 °C/W necessaria, invece, una velocità dell'aria di 2 m/s, punto E sull'abaco.

di L. Cascianini

CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI

NUOVI COMPONENTI

La Sylvania ha annunciato un importante ampliamento della sua gamma di circuiti integrati complessi (Integrazione a media scala) con l'introduzione di 11 nuovi circuiti perfettamente compatibili con le serie TTL e DTL.

NUOVI TIPI	DESCRIZIONE
SM 111, SM 113	Four-bit Shift Register
SM 121, SM 123	Parity Generator-Checker
SM 131, SM 133	Two-Word Four-Bit Comparator
SM 141, SM 143	Binary Programmable Divider
SM 151, SM 153	Decade Programmable Divider
SM 161, SM 163	Binary Counter
SM 171, SM 173	Decade Counter
SM 181, SM 183	Binary Up-Down Counter
SM 191, SM 193	Decade Up-Down Counter
SM 201, SM 203	BCD to 7-Segments Translator
SM 211, SM 213	Four-bit Multiplexer
SM 221, SM 223	Four-bit Demultiplexer

I tipi con numerazione terminante con « 1 » sono previsti per l'impiego con temperature da — 55 °C a + 125 °C. I tipi con « 3 » finale sono previsti per temperature da 0 °C a + 75 °C.

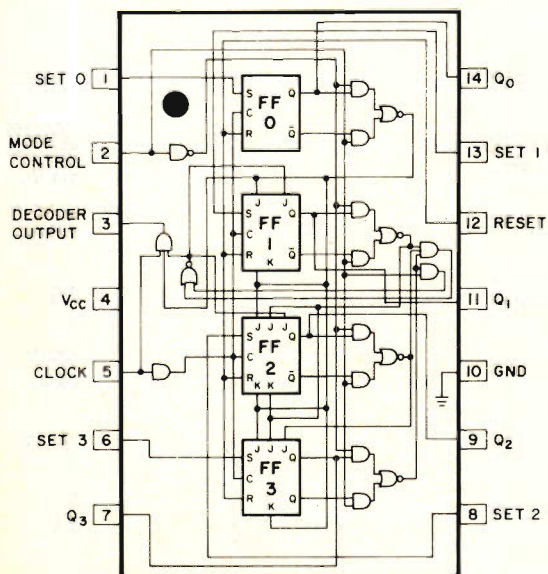
Il nuovo « Four-Bit Shift Register » - SM 111/3 -, grazie al flessibile progetto, è impiegabile in sistemi digitali con dati in ingresso ed uscita sia serie sia parallelo. La velocità di shift a destra ed a sinistra è garantita di almeno 25 MHz.

Il « Comparator and Parity Generator/Checker » - SM 121/3 - è previsto per la rivelazione di errori in calcolatori, e può accettare fino a 8 bit in ingresso. Ideale per identificare errori di trasferimento dall'ingresso alla memoria, dalla memoria al controllo, dal controllo all'unità aritmetica, può essere espanso a volontà per il controllo di parole a qualsivoglia numero di bit.

Il « Two-Word Four-Bit Comparator » -SM 131/3-, paragona fra loro due parole di 4 bit ciascuna fornendo un « 1 » logico in uscita se le due parole sono uguali ed uno « 0 » logico se le due parole sono diverse. Con semplici collegamenti più circuiti possono venire collegati fra loro per confrontare parole di quanti bit si desidera.

I quattro nuovi contatori - SM 161/3, SM 171/3, SM 181/3 e SM 191/3 -, comprendenti anche un contatore binario avanti-indietro -SM 181/3 - ed un contatore decimale avanti-indietro - SM 191/3 -, sono garantiti per frequenze superiori a 25 MHz e con dissipazione media compresa tra 135 mW e 205 mW.

Gli « Up-Down Counter » -SM 181/3 e SM 191/3 - contengono oltre a 4 flip-flop di conteggio un certo numero di gates di decodifica da permettere al circuito di contare sia in avanti sia in dietro a seconda di un opportuno segnale applicato al terminale « Mode Control ». La figura rappresenta lo schema elettrico del circuito di conteggio decimale avanti-indietro - SM 191/3 -.

I divisori di frequenza programmabili - SM 141/3 e SM 151/3 - rappresentano quanto di più progredito nel campo della divisione di frequenza. Il divisore binario di frequenza programmabile - SM 141/3 - riduce la potenza necessaria per un sistema che lo utilizza di un fattore pari a 4 rispetto all'impiego di circuiti integrati convenzionali. Il divisore decimale di frequenza programmabile - SM 151/3 - è particolarmente indicato per i sintetizzatori di frequenza ed in tutte quelle applicazioni che utilizzano il codice BCD. Tutti e due i divisori sono garantiti per frequenze di Clock superiori ai 25 MHz.

Il «Dual Four-Bit Multiplexer» - SM 211/3 - presenta per le due sezioni di cui è costituito due linee di controllo che selezionano ciascuno dei quattro ingressi da presentarsi in uscita. È indicato per applicazioni quali multiplex, convertitori parallelo/serie, codificatori.

Il «Four-Bit Demultiplexer» - SM 221/3 - è complementare al precedente e contiene due stazioni de decodifica. Unito al precedente è ideale in sistemi in cui si desidera operare in « multiplex » su molte linee ed in cui si voglia trasmettere su una o due linee e riconvertire alla forma originale al terminale ricevente. Sia il Multiplexer sia il Demultiplexer presentano ritardi inferiori ai 20 ns.

cinescopio a colori con angolo di deflessione di 110°

TELEVISIONE A COLORI

maschera termocompensata
assenza di effetto moiré
fosfori con rendimento più elevato

La maschera forata termocompensata, la mancanza di effetto moiré, l'aumentato rendimento dei fosfori, queste le caratteristiche più importanti del cinescopio con angolo di deflessione di 110° (Philips) che verranno ampiamente descritte in questo articolo.

La fedele riproduzione dei colori trasmessi dipende in un televisore a colori oltre che dal corretto funzionamento dei circuiti anche e soprattutto dalle caratteristiche meccanico-elettriche del cinescopio. È per questo motivo che i costruttori di cinescopi a colori cercano continuamente di migliorare le prestazioni di questo importante componente del televisore a colori.

Introducendo la deflessione a 110° nei cinescopi a colori, una grande costruttrice di componenti elettronici, **la Philips**, si è portata in prima linea non solo nei riguardi dei costruttori europei di cinescopi ma anche nei riguardi dei costruttori americani.

Caratteristiche meccaniche del cinescopio da 110°

Il nuovo cinescopio a colori da 110° ha una diagonale dello schermo di 26"; nel suo predecessore a 90° (A63-120X) tale diagonale misura 25" (fig. 1). È più corto di quest'ultimo di 9 cm (fig. 2) ed ha lo

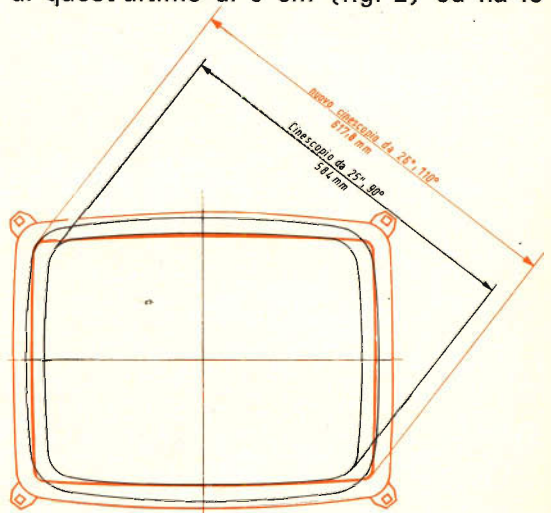



Fig. 1 - La diagonale dello schermo del cinescopio da 110° (in colore) misura 38 mm in più rispetto a quella del cinescopio da 90°.

schermo antimagnetico sistemato all'interno dell'ampolla.

Quest'ultima particolarità è una vera novità e consentirà di utilizzare diversamente lo spazio all'interno del mobile occupato dagli attuali schermi antimagnetici.

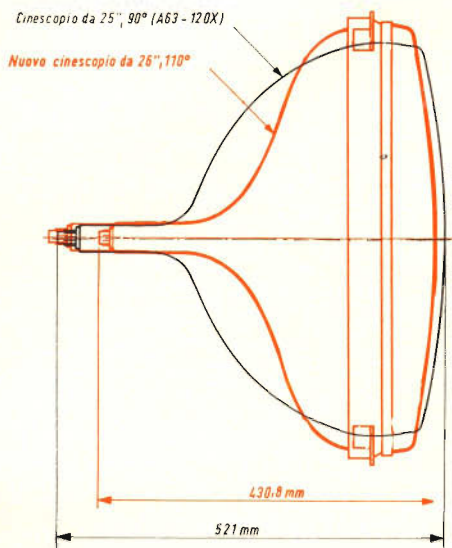



Fig. 2 - Il nuovo cinescopio da 26" (in colore) da 110° è più corto di 9 cm rispetto al cinescopio da 90°, (A63-120X).

Lo schermo del nuovo cinescopio ha gli angoli pressoché squadrati (raggi di curvatura ridotti) ed il rapporto altezza/lunghezza misura 3/4 (fig. 3). Ciò permette, com'è noto, di utilizzare completamente le dimensioni dell'immagine trasmessa. Oltre a ciò, lo schermo è sensibilmente piatto e permette quindi di osservare l'immagine da angoli visivi maggiori.

Queste caratteristiche geometriche fanno sì che il cinescopio a colori da 110° abbia tutte le prerogative estetiche della nuova gamma di cinescopi bianco e nero. Come questi ultimi, esso ha la fascia di protezione in posizione arretrata e consente quindi presentazioni estetiche di tipo push-through.

Il grande vantaggio dell'introduzione della deflessione a 110° è quello di poter accorciare considerevolmente il cinescopio e di poter realizzare televisori molto ridotti in profondità. Il nuovo cinescopio a colori da 110°, essendo più corto di 9 cm rispetto al precedente A63-120X permetterà quindi ai costruttori di ridurre

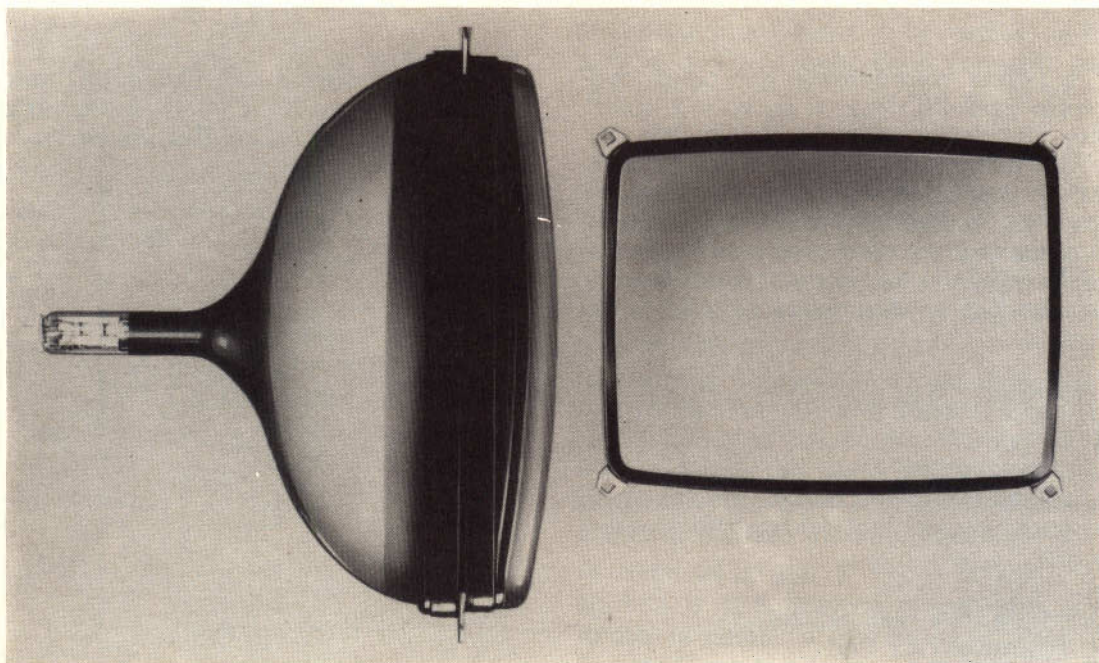



Fig. 3 - Il nuovo cinescopio da 26", con angolo di deflessione di 110° fotografato da due differenti posizioni. Si noti lo schermo pressoché rettangolare.

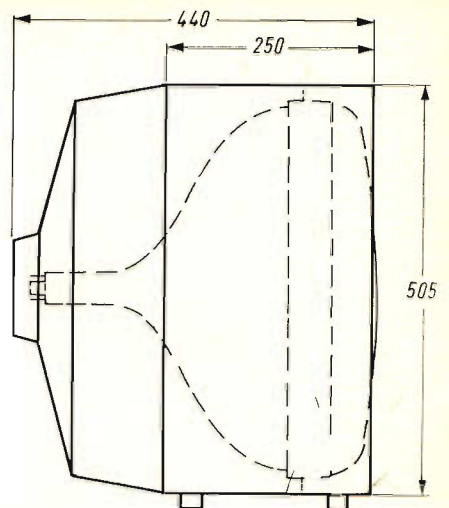
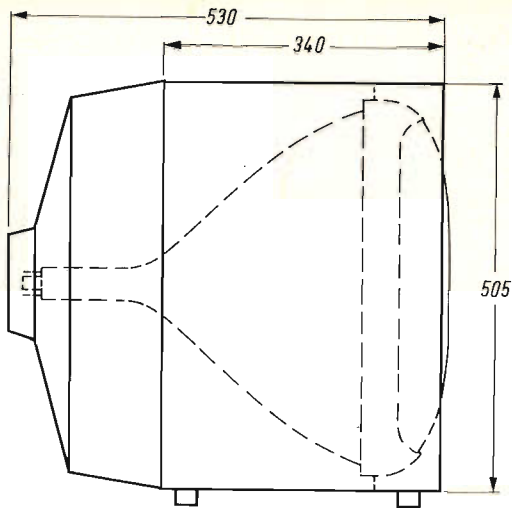



Fig. 4 - Dimensioni tipiche di un mobile: a) con un cinescopio a colori da 90° e b) con un cinescopio a colori da 110°. I televisore equipaggiato con il cinescopio da 110° è più corto di circa 9 cm.

considerevolmente la profondità dei televisori a colori (fig. 4) e consentirà di applicare a quest'ultimi quelle soluzioni estetiche che fanno la fortuna dell'ultima generazione dei televisori in bianco e nero.

Il diametro del collo del nuovo cinescopio a colori da 110° è stato mantenuto identico a quello del 25", 90°; esso misura pertanto 36,5 mm. Anche la disposizione dei cannoni elettronici è rimasta invariata.

Nuovi « fosfori »

È noto che in un cinescopio a colori l'85 % degli elettroni è intercettato dalla maschera forata e solo il 15 % va a colpire i puntini dei « fosfori ». Da ciò deriva la bassa brillantezza delle immagini dei televisori a colori rispetto a quelle degli attuali televisori in bianco e nero. È per questo motivo che i costruttori di cinescopi a colori si sono sempre sforzati di ottenere fosfori capaci di dare brillantezze sempre maggiori.

I fosfori usati in questo cinescopio hanno una composizione chimica tale da far aumentare del 35 % la brillantezza del bianco. Ad un tale aumento contribuiscono in pressoché ugual misura tutti e tre i tipi di fosfori.

Il rendimento del fosforo rosso era già stato aumentato considerevolmente con l'impiego dell'**ortovanadato di ittrio.** Attualmente, con l'impiego dell'**ossisolfuro di ittrio,** attivato con **europio,** il precedente rendimento è stato aumentato del 35 %. Si tenga inoltre presente che la tinta di questo nuovo fosforo rosso risulta ora spostata verso l'arancione (fig. 5).

Anche il rendimento del fosforo verde è stato aumentato del 30 %. La tinta di questo nuovo verde risulta spostata, nel triangolo del colore, verso i colori giallo-verdi (fig. 5).

Questi spostamenti delle coordinate dei fosfori del rosso e del verde consentono al nuovo cinescopio di riprodurre con molta naturalezza le sfumature dei colori della pelle, i più difficili da riprodurre in televisione.

Il maggior rendimento del fosforo blu si è ottenuto in maniera molto semplice. Com'è noto, in passato si è sempre dovuto **diminuire** il rendimento del fosforo blu (con l'aggiunta di un killer) onde più facilmente bilanciare i tre segnali necessari alla riproduzione del bianco.

Per aumentare quindi il rendimento del blu ed equipararlo a quello dei fosfori del rosso e del verde è bastato semplicemen-

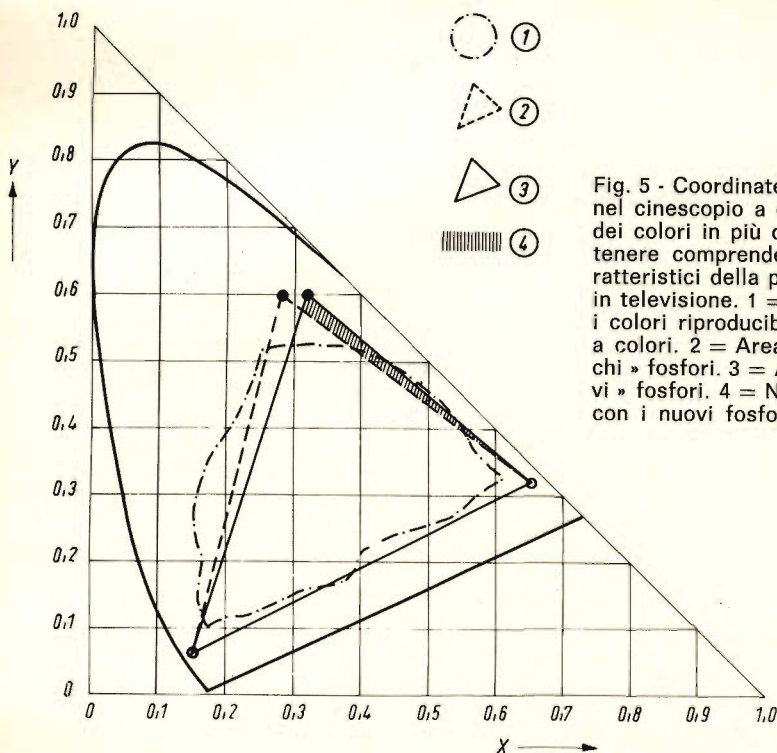



Fig. 5 - Coordinate di colore dei nuovi fosfori usati nel cinescopio a colori Philips da 110°. La gamma dei colori in più che tali fosfori permettono di ottenere comprende i colori giallo - arancione, caratteristici della pelle e i più difficili da riprodurre in televisione. 1 = Area nella quale sono compresi i colori riproducibili con la stampa e la fotografia a colori. 2 = Area dei colori prodotti con i « vecchi » fosfori. 3 = Area dei colori prodotti dai « nuovi » fosfori. 4 = Nuova gamma dei colori ottenibili con i nuovi fosfori.

te non introdurre nella sua composizione chimica le sostanze che ne diminuiscono il rendimento. In questa maniera si è potuto aumentare del 25 % il rendimento di questo tipo di fosforo.

L'aumentato rendimento dei tre suddetti tipi di fosforo ha fatto sì che per ottenere il bianco con coordinate $x = 0,281$ e $y = 0,311$ occorrano correnti dei tre raggi di elettroni pressoché uguali.

Nella tabella che segue sono riportati i valori di coordinate x e y dei vecchi e dei nuovi tipi di fosfori.

La fig. 6 indica la distribuzione dell'energia dei nuovi fosfori in funzione della lunghezza d'onda.

Maschera forata termo-compensata

Compito del cinescopio a maschera è quello di sovrapporre su un unico schermo le tre componenti di colore primario rossa, verde e blu in cui è stata scomposta l'immagine al trasmettitore. Queste tre componenti di colore primario debbono essere « pure » nel senso che i tre raggi di elettroni che le producono debbono andare ad eccitare **solo** i puntini di fosforo associati ad un dato raggio di elettroni. In altre parole, ciò significa che il raggio del cannone del rosso deve andare a colpire, in qualsiasi parte dello schermo, solo i puntini di fosforo rosso. La stessa cosa è richiesta dai raggi di elettroni degli altri due cannoni. Quando ciò non si verifica si ha **impurezza di colore.**

colori	valori delle coordinate dei vecchi fosfori		valori delle coordinate dei nuovi fosfori	
rosso	x = 0,650	y = 0,320	x = 0,630	y = 0,340
verde	x = 0,275	y = 0,590	x = 0,315	y = 0,600
blu	x = 0,152	y = 0,070	x = 0,150	y = 0,060

L'impurezza di colore si verifica tutte le volte che il **centro di deflessione** di ciascuno dei tre raggi di elettroni non si trova nel punto esatto in cui era stata posta la sorgente dei raggi ultravioletti usata per depositare sullo schermo ciascuno dei tre tipi di fosfori. Il centro di deflessione di ciascun cannone viene in pratica riportato al « suo » posto sia agendo sui magneti per la purezza dei colori sia spostando assialmente l'unità di deflessione. Ma in un cinescopio con la purezza dei colori messa a punto con i sistemi anzidetti, l'impurezza di colore può essere anche causata dallo **spostamento della maschera rispetto ai puntini di fosfori.** Tale spostamento è dovuto alla dilatazione termica del materiale di cui è fatta la maschera.

Come già detto, la maschera arresta l'85 % degli elettroni provenienti dai tre cannoni. Questi elettroni colpendola dissipano energia (circa 20 W) che, trasformata in calore, fa aumentare di circa 20° C la temperatura della maschera rispetto alla temperatura dello schermo. Nonostante la maschera venga annerita, la dissipazione di questo calore per irradiazione è lenta e ostacolata in parte dall'alluminatura interna dell'ampolla. Pertanto la maschera, sotto il perdurare di questa temperatura, tende a deformarsi e di conseguenza un dato foro non si **troverà più davanti alla sua triade,** da qui impurezza di colori e alterazione della luminanza.

La fig. 7 indica appunto questa situazione. Si vede chiaramente come un foro **h** della maschera in seguito alla dilatazione termica della medesima tende a spostarsi lateralmente e tanto maggiormente quanto più si trova alla periferia della medesima. Quando la maschera è fredda, un raggio di elettroni passante per il foro **h** andrà ad atterrare sul punto P_1 dello schermo.

In seguito alla dilatazione termica della maschera, il foro **h** risulta spostato lateralmente e di conseguenza il raggio di elettroni andrà ad atterrare sul punto P_2.

Spostando opportunamente la maschera **in avanti** (in direzione dell'asse z) è pos-

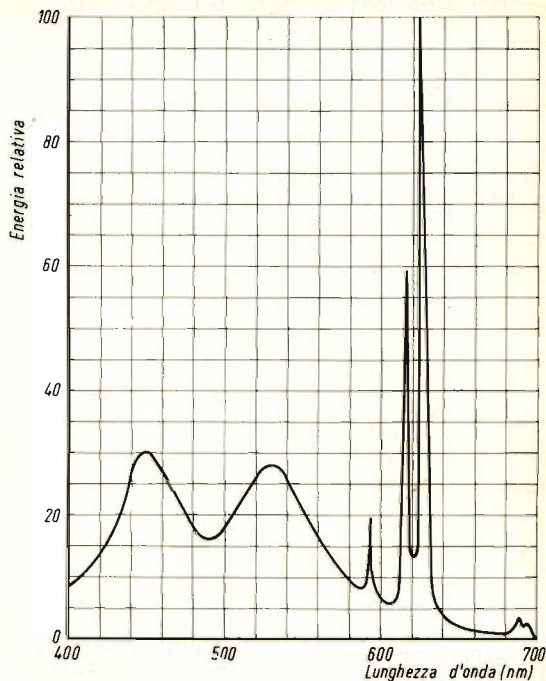



Fig. 6 - Energia relativa dei nuovi fosfori rosso, verde e blu in funzione della lunghezza d'onda.

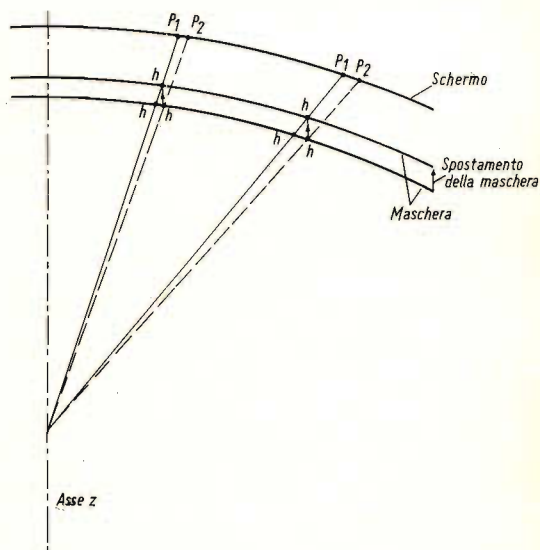



Fig. 7 - Sezione passante per l'asse orizzontale di un cinescopio con maschera termocompensata. Le distanze tra schermo e maschera come pure lo spostamento in avanti della maschera sono state esagerate allo scopo di far comprendere il meccanismo di compensazione termica.

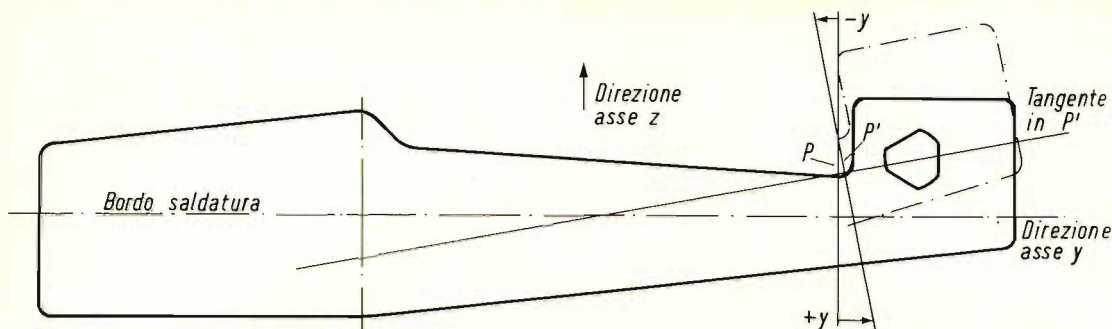



Fig. 8 - Una delle tre molle bimetalliche che fissano la maschera allo schermo del cinescopio. La parte superiore è fatta di « invar » ed è saldata alla parte inferiore costituita da acciaio inossidabile.

sibile comunque far passare il raggio di elettroni ancora attraverso il foro **h** in modo però che esso vada a colpire, nonostante l'avvenuta dilatazione, ancora il punto P_1 dello schermo.

Per eliminare l'impurezza di colore dovuta alla dilatazione termica della maschera è quindi necessario **spostare in avanti** la maschera parallelamente all'asse del cinescopio (fig. 7).

La maschera, com'è noto, è tenuta alla giusta distanza dallo schermo mediante un sistema di tre molle a balestra disposte a triangolo. Ciascuna molla, da un lato, è fissata alla cornice della maschera con punti di saldatura; l'altro lato ha all'estremità un foro che viene inserito in un piolo fissato a fusione sulle pareti interne dello schermo. Il compito di far avanzare la maschera in direzione dello schermo (in direzione dell'asse z in fig. 7) via via che essa si dilata sotto l'azione del calore è stato affidato a queste tre molle di fissaggio. Esse, anziché essere interamente di acciaio come finora, sono state fatte di due strisce di metalli a **differente** coefficiente di dilatazione lineare. Un metallo è **l'invar** e l'altro è **acciaio inossidabile** (fig. 8).

Il calore trasmesso a queste tre molle bimetalliche produce, a causa dei differenti coefficienti di dilatazione lineare dei materiali in cui sono fatte, una contemporanea incurvatura delle medesime. Tale incurvatura è diretta in modo tale da **far avanzare tutta la superficie della maschera verso lo schermo,** come appunto desiderato. Il tutto è studiato in maniera che questo spostamento della maschera in funzione della temperatura avvenga solo nella direzione dell'asse z e cioè in direzione dell'asse del cinescopio.

Assenza di effetto « moiré »

I primi cinescopi a colori fabbricati in Europa avevano le stesse caratteristiche meccanico-elettriche di quelli fabbricati

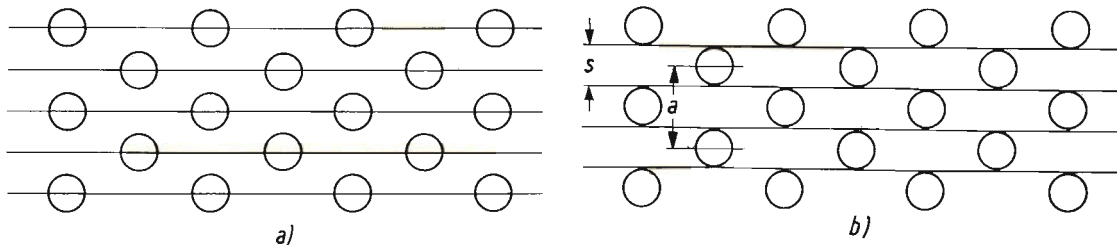



Fig. 9 - L'effetto moiré è dovuto al fatto che l'immagine a colori in un cinescopio a maschera è prodotta dal concorso contemporaneo della struttura a fori della maschera e della struttura a righe di cui è formata l'immagine. Sia in A che in B si suppone che la riga sia sottile (bassa corrente del raggio). In **A** le righe di scansione capitano su delle file di fori e pertanto la brillantezza è massima; in **B** capitano invece tra una fila e l'altra di fori e la brillantezza sarà minima. s = distanza tra due righe; a = = distanza tra due file di fori.

presso tutti
i punti di vendita
della **G.B.C.** *italiana*
troverete già incisi
i più grandi
successi
musicali

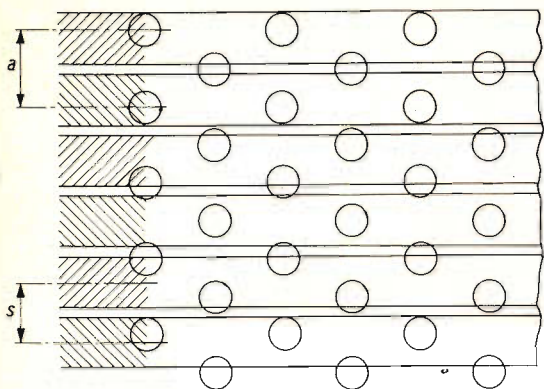



Fig. 10 - L'intensità dell'effetto moiré dipende dallo spessore di una data riga di scansione e cioè dalla intensità della corrente del raggio.

in America. Ciò facilitò indubbiamente la produzione di cinescopi a colori europei. Questi cinescopi avevano però l'inconveniente di presentare l'effetto moiré tutte le volte che l'altezza dell'immagine era mal regolata oppure quando la focalizzazione era effettuata a bassi valori della corrente del raggio. L'effetto moiré è dovuto sia alla maggiore definizione posseduta dai cinescopi a colori europei sia al differente numero di righe per quadro dei due standard televisivi: lo standard americano ha infatti 525 per quadro, quello europeo 625.

Per rendersi conto dell'insorgere dell'effetto moiré bisogna tener presente che l'uniformità della brillantezza dello schermo di un cinescopio a maschera è influenzata dalla modalità con cui vengono a sovrapporsi sia la **struttura a fori** caratteristica della maschera sia la **struttura a righe** che forma l'immagine (fig. 9). La sovrapposizione di queste due strutture può produrre, quando il diametro del punto luminoso è molto piccolo, quella caratteristica interferenza nota appunto come effetto moiré. Il fenomeno si comprenderà facilmente osservando la fig. 9. Quando le righe che formano l'immagine capitano su una fila di fori della maschera, la luminosità è massima. Viceversa, quando le righe di scansione vengono a trovarsi tra una fila e l'altra dei fori della maschera la luminosità è minima. Normalmente, la distanza **a** tra i fori è diversa dalla distanza **s** esistente tra due righe, e di conseguenza la reciproca posizione di queste strutture cambia dopo un certo numero di righe di scansione, e di conseguenza, i punti di massima e di minima luminosità del quadro si scambiano continuamente.

La « lunghezza d'onda » di questa variazione di luminosità — che è poi l'effetto moiré — dipenderà quindi dalla differente distanza esistente tra le « file » dei fori della maschera e la distanza esistente tra le righe di scansione.

In linea di principio, queste onde di luminosità variabile dovrebbero apparire parallele alle righe di scansione. In pratica, assumono le forme più svariate per il fatto che **la fase** di queste onde non si mantiene costante a causa delle leggere differenze nella struttura dei fori che vengono a trovarsi lungo una data riga di scansione.

La « profondità di modulazione » dell'onda di luminosità dell'effetto moiré dipende principalmente dal diametro del punto luminoso sullo schermo. Quando il punto luminoso è di grandi dimensioni (elevata luminosità) lo « spessore » delle righe è parimenti grande: i fori della maschera attraversati contemporaneamente dal raggio di elettroni sono numerosi e di conseguenza l'effetto moiré è o appena visibile o non si verifica affatto, (fig. 10).

L'effetto moiré compare quando la corrente del raggio è piccola, e cioè quando il diametro del punto luminoso è piccolo (fig. 9A). In questi casi, esso può essere eliminato a spese della qualità del punto luminoso, per esempio, sfocalizzandolo leggermente.

Ma il rimedio radicale contro l'effetto moiré consiste nella disposizione dei fori della maschera secondo una struttura geometrica che tiene conto delle 625 righe per quadro dello standard CCIR (standard europeo). I fori della maschera del nuovo cinescopio sono stati fatti seguendo questo criterio. Incidentalmente diciamo che questo « artificio » attenua l'effetto moiré anche quando si ricevono immagini in bianco e nero a 405 righe (standard inglese) e a 619 righe (standard francese). Ed è per questo motivo che la nuova maschera forata è stata battezzata con il nome di **Euromask.**

(continua)

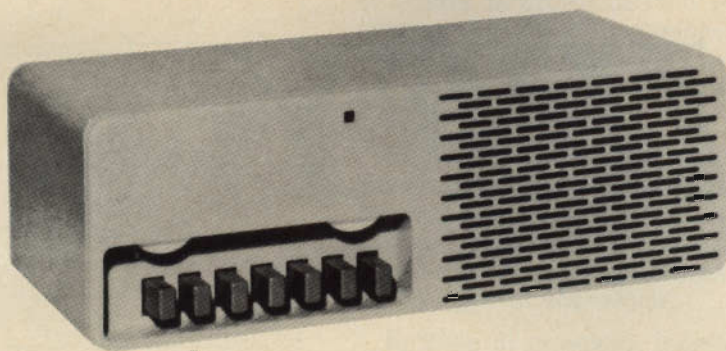
DIFFY

ricevitore per filodiffusione

Nell'articolo che segue viene presentato il filodiffusore ELA 43-16 della Società Italiana Telecomunicazioni Siemens S.p.A. Dello stesso vengono fornite alcune importanti istruzioni per l'uso, nonchè le principali caratteristiche.

Il ricevitore per filodiffusione « DIFFY » (ELA 43-16) è un apparecchio che presenta, dal punto di vista estetico, nuove ed interessanti caratteristiche. Dimensioni eccezionalmente ridotte che ne consentono un facile inserimento in ogni tipo di ambiente; linea moderna e razionale che è frutto delle più recenti esperienze e ricerche nel campo del « design »; mobile interamente realizzato in materiale plastico ABS e quindi molto resistente agli urti.

I colori nei quali esso è disponibile sono bianco, rosso e nero. La selezione dei sei programmi avviene mediante tastiera. I particolari accorgimenti adottati nella progettazione, sia del circuito elettrico che del mobile, e lo speciale altoparlante ellittico ad alta resa acustica consentono al ricevitore « DIFFY » un'ottima riproduzione dei programmi monofonici della filodiffusione. Oltre al controllo di volume è stato realizzato anche un controllo di tono ed entrambi sono a regolazione continua. L'ascoltatore ha così la possibilità di adattare agevolmente la riproduzione alle sue esigenze o preferenze. Sul retro dell'apparecchio è sistemata una presa per il prelievo del segnale da inviarsi ad un eventuale registratore a nastro. Il ricevitore « DIFFY », data l'ottima resa qualitativa del suo circuito elettrico, può essere utilizzato anche come sintonizzatore, collegandolo con un amplificatore esterno (ad esempio: un complesso ad alta fedeltà).

Il frontale del mobile fa da supporto a tutte le parti elettriche del circuito, il cui montaggio avviene su una sola basetta a circuito stampato tranne i due potenziometri.

DIFFY ELA 43-16 ricevitore per filodiffusione.

Il circuito elettrico, che impiega cinque transistor ATES, è del tipo ad amplificazione diretta e si compone di:

a) traslatore di ingresso con schermo tra i due avvolgimenti;

b) filtro a quattro celle e pulsantiera per la selezione dei canali;

c) stadio amplificatore alta frequenza;

d) rivelatore con due diodi al germanio;

e) stadio amplificatore di bassa frequenza con transistor finali in controfase a simmetria complementare;

f) alimentatore predisposto per tre tensioni di rete.

Lo speciale traslatore realizza un bilanciamento d'ingresso particolarmente accurato in modo da attenuare fortemente le tensioni asimmetriche di disturbo. L'impiego dei transistor, oltre ad avere consentito una costruzione molto compatta, garantisce un funzionamento sicuro e costante nel tempo ed un ridottissimo consumo di corrente.

ISTRUZIONI PER L'USO

alimentazione

Il ricevitore è previsto per essere alimentato in corrente alternata con tensione di 125 - 160 - 220 V. In sede di collaudo l'apparecchio viene predisposto

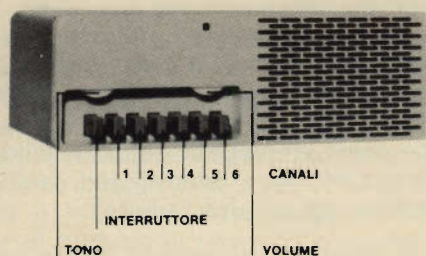



fig. 1

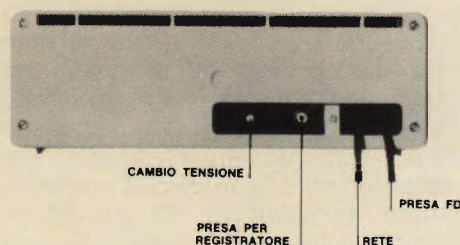
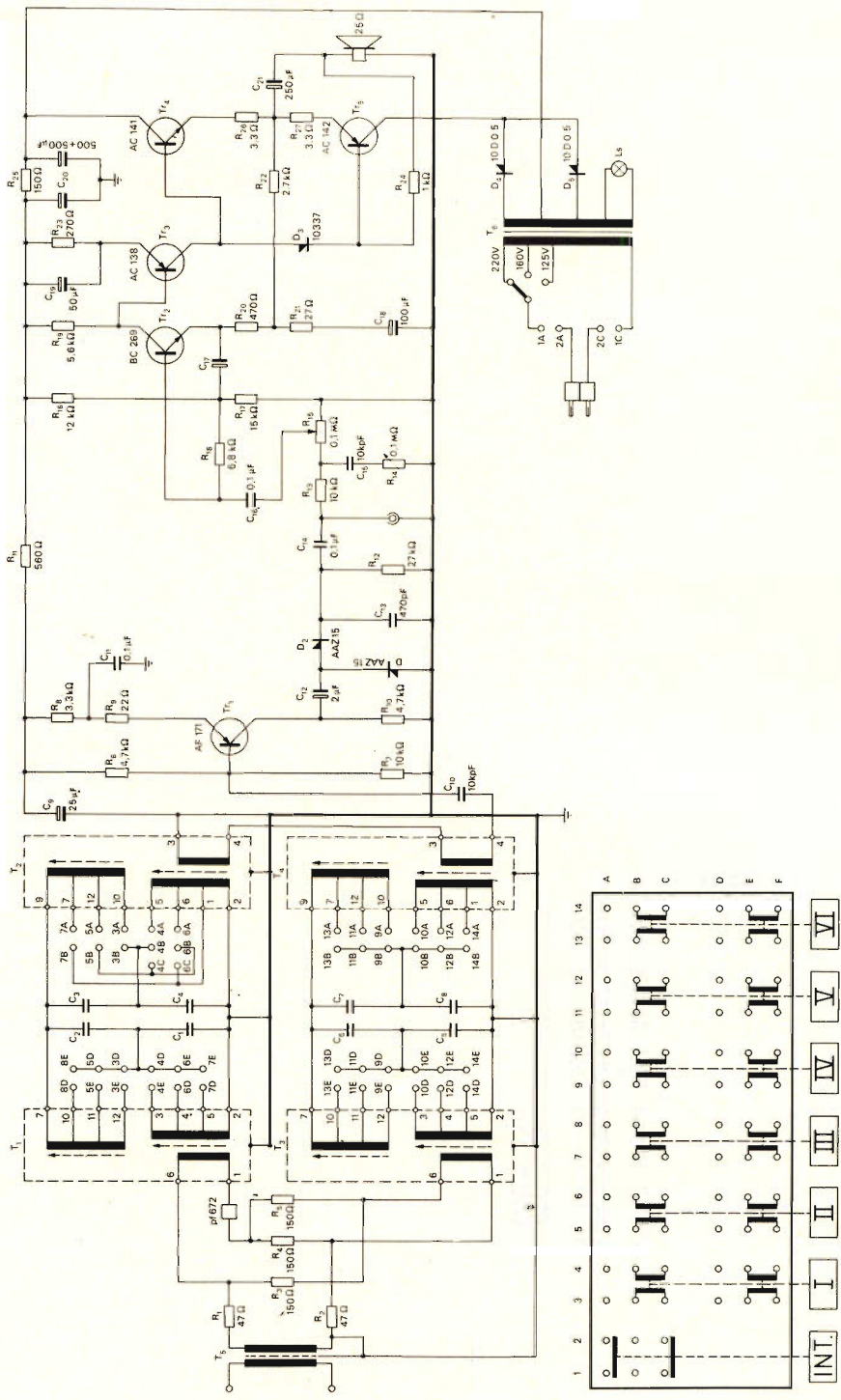



fig. 2

Schema elettrico del DIFFY ELA 43-16.

per una tensione di rete di 220 V. Qualora il valore della tensione di rete esistente nel luogo di ricezione sia diverso, prima di inserire la spina nella presa rete, spostare il cambio tensione posto sul retro dell'apparecchio sull'appropriato valore.

allacciamento alla presa FD

Collegare la piattina munita di una spina a passo speciale alla presa della filodiffusione installata dai tecnici della società concessionaria.

messa in funzione

Il ricevitore si accende premendo il primo tasto a sinistra (interruttore) ed uno qualsiasi degli altri tasti a seconda del programma prescelto. Le regolazioni di volume e di tono si eseguono agendo sulle rispettive manopole (fig. 1).

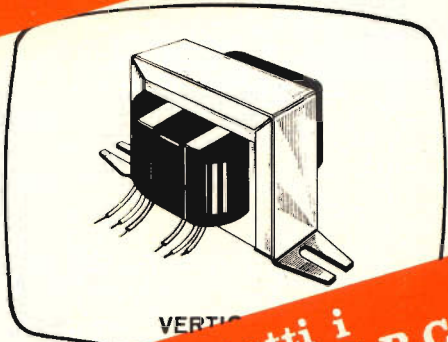
Per spegnere l'apparecchio premere una seconda volta il tasto interruttore. Sul retro del ricevitore (fig. 2) è accessibile una presa collegata direttamente all'uscita del rivelatore, il cui livello è indipendente dalla posizione del controllo di volume. Collegando con apposito spinotto un registratore magnetico a tale presa è possibile un'ottima registrazione delle trasmissioni FD senza pregiudicare l'ascolto diretto. Tale presa può essere utilizzata anche per collegare il ricevitore con un amplificatore esterno.

Caratteristiche tecniche

Tensione di alimentazione	125-160-220 V 50 Hz
Potenza assorbita a carico	6 VA
Impedenza d'ingresso	550÷800 Ω (simmetrica rispetto a terra)
Sensibilità di 1 kHz, 50% di modulazione ($P_u = 0,5$ W)	6,5 mV
Attenuazione delle tensioni asimmetriche tra la linea e terra	> 50 dB
Diafonia con due canali in AF	≥ 70 dB
Banda di frequenza passante	30÷12.000 Hz
Potenza di uscita	1 W
Distorsione	max 3%
Rapporto segnale-disturbo	≥ 55 dB
Tensione d'uscita registratore	200 mV su ≥ 50 kΩ
Transistor impiegati	5+5 diodi
Dimensioni	278 x 97 x 123 mm
Peso	2,3 kg circa

Grazie alla elevata impedenza d'ingresso è possibile collegare contemporaneamente fino a 4 ricevitori senza sovraccaricare la linea telefonica.

N.B. - Per la pulizia esterna del mobile servirsi esclusivamente di un panno morbido, asciutto o leggermente inumidito. E' da evitare assolutamente l'uso di alcool, benzina, benzolo o altri solventi.

Già in uso presso la Marina inglese, il sistema Radar Ekco viene ora esteso a quella della Germania federale. La Pye, fornirà 22 sistemi con le varie parti di ricambio alla Marina tedesca per il servizio elicotteri « Westland Sea King », che assolve un ruolo importante nei salvataggi in mare.

COMUNICAZIONI VIA SATELLITE

II parte: I satelliti operazionali di oggi e di domani

Inaugurando una vera e propria rivoluzione nel campo delle comunicazioni, il successo riscontrato dai nostri satelliti promette progressi sempre più entusiasmanti in un prossimo futuro. Ciò che segue, è la descrizione dell'attuale sistema Intelsat, unitamente alle caratteristiche di impiego dei satelliti per comunicazioni aeronautiche, come pure per la televisione domestica e per i servizi telefonici.

La prima parte di questa serie ha esposto la fase iniziale della storia dei satelliti per comunicazioni, a partire dal satellite Score, fino al tipo Intelsat II. Tutti questi satelliti erano stati studiati unicamente allo scopo di compiere degli esperimenti, ma tutti hanno fornito un'esperienza pratica di enorme valore, ed hanno permesso di acquistare una notevole fiducia nella possibilità di ottenere delle radiocomunicazioni tramite i satelliti. Questo articolo conclusivo esamina invece i satelliti operazionali di oggi e di domani.

All'inizio del 1966, l'Intelsat fece meritare alla **TRW Systems** un contratto per ben trentadue milioni di dollari, per la fornitura dei sei satelliti del tipo Intelsat III, che erano stati programmati per realizzare il « Global System », previsto dall'Interim Agreement (vedi prima parte).

Quattro volte più pesante dell'Early Bird, e con una capacità cinque volte maggiore (vedi tabella 1), l'Intelsat III è il primo satellite espressamente studiato per impieghi di tipo commerciale. Per il suo primo impianto operazionale, l'Intelsat tendeva a minimizzare tutti i parametri dei satelliti che avrebbero esercitato una certa influenza dal punto di vista finanziario; tra questi, figuravano la potenza dell'energia irradiata, la larghezza di banda utile, la capacità e la durata.

La potenza dell'energia irradiata verso la Terra viene resa massima attraverso l'impiego di un'antenna del tipo orientabile. Come è stato indicato nella prima parte di questo articolo, si tratta di un sistema di installazione dell'antenna che fa ruotare quest'ultima in senso opposto rispetto al corpo stabilizzato del satellite, tenendo il raggio costantemente rivolto verso la Terra. In origine, l'antenna dell'Intelsat III era del tipo orientato elettricamente, ma in seguito questo tipo di antenna venne sostituito con un altro orientato meccanicamente (vedi **Fig. 1**). Come nel modello sperimentale della NASA, ATS-1, il sistema di comando elettrico si

è dimostrato meno efficace di quello meccanico agli effetti del guadagno. Le prove eseguite con i satelliti OSO, ATS ed altri della NASA con parti rotanti denotarono che ci si poteva aspettare una maggiore sicurezza di funzionamento per più di cinque anni, usando il sistema di orientamento meccanico.

All'inizio si ebbe timore che i lubrificanti necessari avrebbero potuto o congelarsi o evaporare nello spazio, e che quindi i supporti rotanti si sarebbero bloccati. Vennero a tale scopo elaborati particolari lubrificanti e vennero studiate particolari tecniche di lubrificazione, per ottenere un funzionamento soddisfacente in condizioni di « zero-G », che si dimostrarono assai efficaci. Nei satelliti di attuale produzione vengono installate delle piattaforme orientabili che pesano diverse centinaia di chilogrammi.

IL RIPETITORE INTELSAT III

La larghezza di banda utile totale dell'Intelsat III ammonta a 450 MHz, e viene ottenuta impiegando due ripetitori aventi una larghezza di banda di 225 MHz. In sostanza, si tratta dell'impiego del 90 % della larghezza di banda di 500 MHz, correntemente destinata per l'impiego dei satelliti per comunicazioni. L'antenna orientabile verso la Terra e gli amplificatori funzionanti con valvole ad onde progressive da 6 W, determinano l'irradiazione di una potenza pari a + 22 dBW (158 W) da parte di ciascun ripetitore. Questa potenza e la relativa larghezza di banda si prestano per l'irradiazione di quattro canali televisivi, oppure per l'irradiazione di due portanti interamente utilizzate, ciascuna contenente 1.200 canali telefonici, oppure fino a novanta portanti per impieghi multipli, ciascuna delle quali può portare ventiquattro canali telefonici, o qualsiasi combinazione equivalente di traffico.

Sebbene l'Early Bird fosse stato studiato per una durata di un anno e mezzo, e l'Intelsat II per una durata di tre anni, l'Intelsat III presenta una durata minima specifica di ben cinque anni. Ciò costituisce un aumento notevole e progressivo del fattore anni-circuito dal 1965 ad oggi. Il suddetto aumento è stato possibile soprattutto a causa dell'aumento di fiducia nella sicurezza di funzionamento dei componenti usati nei satelliti per comunicazioni. Infatti, sebbene l'Early Bird fosse stato studiato per una durata di soli diciotto mesi, esso sta ancora funzionando con la più assoluta perfezione, dopo ben quattro anni. Il satellite per comunicazioni della prossima generazione (Intelsat IV) avrà una vita teorica di ben 70.000 anni-circuito, ossia cento volte maggiore rispetto a quella prevista per l'Early Bird.

La **Fig. 2** illustra uno schema a blocchi semplificato della sezione comunicazioni di un Intelsat III. I segnali di comunicazione provenienti dalle stazioni terrestri arrivano al satellite in una delle due bande aventi la larghezza di 225 MHz, e precisamente le gamme 5.930-6.155 MHz, oppure 6.195-6.420 MHz. A causa di ciò, rimangono due bande di guardia esterne della larghezza di 5 MHz, ed una banda di guardia centrale della larghezza di 40 MHz, che consente anche l'inoltro di segnali di comando per la guida del satellite.

A ricezione avvenuta da parte dell'antenna orientabile, un apposito filtro « diplexer » separa i segnali presenti nelle due bande dei canali dei ripetitori. L'amplificazione lineare ad Alta Frequenza viene ottenuta mediante una serie di amplificatori a diodo tunnel a larga banda ed a basso rumore (TDA). Un segnale di ingresso applicato ad un TDA, avente un valore di — 65 dBm produce un'uscita di 6 W da parte della valvola ad onde progressive; ciò, con un guadagno netto pari esattamente a + 103 dB.

I segnali sono quindi riconvertiti dai 2.225 MHz in un miscelatore a larga banda. I due canali che vengono prodotti vengono in tal modo a trovarsi nelle bande inferiori di 3.705-3.930 MHz, e 3.970-4.195 MHz.

A questo punto, l'amplificazione principale a radiofrequenza viene effettuata ad opera di una coppia di valvole ad onde progressive collegate in cascata. Dopo ciascuna valvola pilota, i segnali di comando vengono filtrati e separati dal canale destinato alle comunicazioni. I segnali di telemetria sono a modulazione di fase ed arrivano su due diverse portanti che vengono quindi inserite nella banda di guardia centrale della larghezza di 40 MHz,

Tabella 1 - Caratteristiche importanti dell'intera serie dei satelliti per comunicazioni del tipo Intelsat.

Satellite	Anno di lancio	Peso Comsat (kg)	N° Ripetitori	Larghezza di banda [1] (MHz)	Potenza totale irradiata (W)	Capacità di progetto [2] (« circuiti »)	Tipo di antenna
Intelsat I (Early Bird)	1965	75	2	25	20	240	Clovrleaf
Intelsat II	1966	180	1	126	25-35 [3]	240-480 [3]	Clovrleaf
Intelsat III	1968	316	2	225	315	1.200	Rotazione meccanica
Intelsat IV	1970	1.000	12	36	2.400 18.400 [3]	5.000 10.000 [3]	Orientabile: Terra/4,5°

NOTE: [1] Larghezza di banda nominale di ciascun ripetitore indipendente.
[2] Chiamate telefoniche a due vie (« circuiti »).
[3] A seconda della struttura dell'antenna installata sul satellite.

immediatamente prima della valvola ad onde progressive avente una potenza di uscita di 6 W. Questi segnali di comando permettono alle stazioni di controllo terrestri di rintracciare il satellite mentre viene inserito in orbita. Dopo l'amplificazione al livello di 6 W, i due canali del ripetitore vengono ricombinati nel « diplexer », e vengono trasmessi da parte dell'antenna orientabile.

Lo schema a blocchi dell'Intelsat III è particolarmente semplice. Affinché il satellite sia in perfetta efficienza, la sua capacità deve essere limitata alla sola potenza che esso deve irradiare, ed alla larghezza di banda di sua effettiva utilizzazione. La prima è generalmente limitata dal peso (e quindi dal costo) del satellite, mentre la seconda è limitata dalle esigenze relative alle larghezze di banda

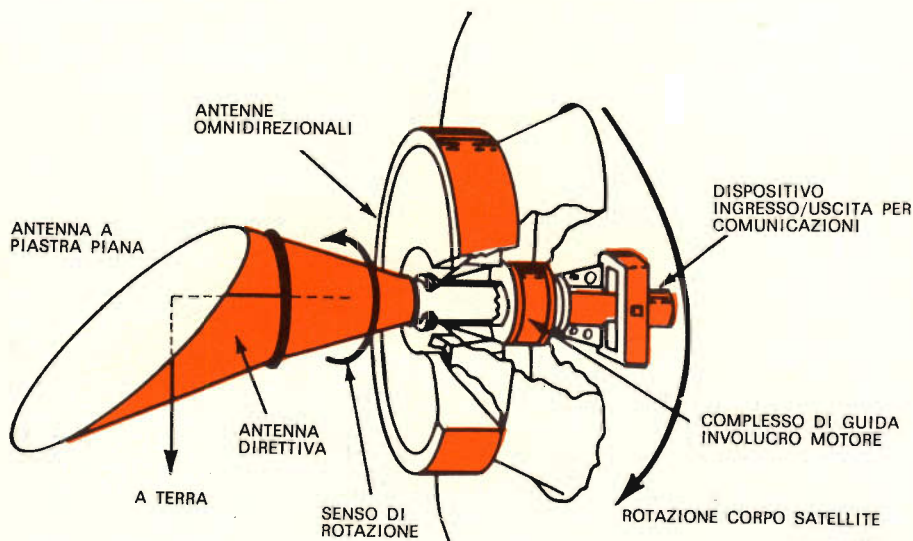



Fig. 1 - L'Intelsat III impiega un tipo di antenna orientabile meccanicamente

disponibili (attualmente 500 MHz). Ciò implica che il sistema non può tollerare economicamente alcuna degradazione significativa della qualità da parte del satellite. Ciò — a sua volta — significa che qualsiasi tipo di distorsione del ripetitore deve essere assolutamente ridotto, con un valore tipico di rapporto di 56 dB tra segnale e distorsione, il che è tutt'altro che semplice nei confronti di ripetitori funzionanti con una simile larghezza di banda.

Le principali cause di distorsione in un ripetitore comprendono:

1) **I disturbi sonori intelligibili di tipo « crosstalk »** (qualsiasi variazione di ampiezza nel ripetitore converte una parte delle modulazioni FM in AM, e la valvola ad onde progressive le riconverte in FM, il che provoca interferenze intelligibili con il segnale originale);

2) **La distorsione di ritardo** (provocata dalla mancanza di linearità di fase, la quale ritarda alcune frequenze più di altre, provocando un segnale distorto);

3) **L'intermodulazione** tra portanti multiple (provocata principalmente dalla mancanza di linearità di ampiezza delle valvole ad onde progressive, oltre a quella che si verifica nelle altre stazioni);

4) Il fenomeno **« crosstalk » di ampiezza** tra portanti multiple (le portanti multiple producono un segnale composto di ampiezza variabile, e le caratteristiche di modulazione di ampiezza rispetto alla modulazione di fase delle valvole ad onde progressive convertono tali segnali composti in segnali interferenti).

Ne deriva che — a meno che non si adottino precauzioni particolarmente rigorose — tutti gli elementi del ripetitore possono produrre la distorsione più rilevante. I filtri a microonde usati per il dispositivo « diplexer » devono determinare una fortissima reiezione nei confronti delle frequenze al di fuori della banda (per eliminare i segnali che potrebbero provocare l'intermodulazione ed il fenomeno « crosstalk » di ampiezza), ma devono presentare un responso assai uniforme per tutta la banda (per evitare fenomeni di « crosstalk » intelligibili) e devono presentare una grande linearità di fase (per evitare la distorsione di ritardo). Le valvole ad onde progressive devono essere perfettamente efficienti (il che significa che devono poter funzionare in stato di saturazione), ma devono presentare una caratteristica di rapporto tra modulazione di ampiezza e modulazione di fase assai ridotto (il che implica un funzionamento lineare in condizioni notevolmente inferiori a quelle che corrispondo alla saturazione). È perciò compito del progettista del ripetitore mettere tra loro in concorrenza queste fonti di distorsione, e creare un ripetitore che presenti la distorsione globale più possibile ridotta.

LA RETE ENTRA IN SERVIZIO

Il primo Intelsat III venne lanciato il 18 settembre 1968. Poco dopo il lancio, l'impianto di guida presentò dei difetti di funzionamento, ed il veicolo di lancio venne distrutto per ordine dell'addetto alla sicurezza della zona spaziale.

Il secondo lancio ebbe luogo il 18 dicembre 1968, e consentì di piazzare con successo un Intelsat III a 31° di longitudine Ovest al di sopra dell'Atlantico. Altri tre satelliti del tipo Intelsat III saranno a 174° di longitudine Est (sul Pacifico) (già in orbita), a 6° di longitudine Ovest (sull'Atlantico), ed a 62,5° di longitudine Est (sull'oceano Indiano). Tutti dovranno essere al loro posto verso la fine di quest'anno, completando quindi il primo impianto globale (vedi **Fig. 3**). Questo impianto di quattro satelliti sarà in grado di far funzionare un massimo di 4.800 circuiti telefonici a due vie, oppure sedici trasmissioni televisive.

La stazione terrestre di tipo standard che completa il sistema globale Intelsat III costituisce una base di notevole importanza. Tutte le stazioni standard presentano un'antenna del diametro di almeno 25 m, e molte sono di dimensioni ancora maggiori.

Tipica tra le stazioni terrestri dell'impianto Intelsat è la nuova stazione **Comsat,** installata a Cayey, Porto Rico. L'antenna, punto di riferimento della sta-

zione, appare più alta di un edificio di dieci piani. Il suo peso totale ammonta approssimativamente a 470 tonnellate. La superficie del riflettore, avente un diametro di 97 m ed un peso di circa 14.000 kg, è stata progettata con una precisione migliore di cinquanta millesimi di pollice. L'antenna ed il ricevitore sono stati sottoposti a severi controlli per soddisfare le esigenze di sensibilità relative ad un guadagno di 40,7 dB in funzione della temperatura, ascoltando le note trasmissioni radio della stella Cassiopeia A.

Per raggiungere la necessaria temperatura di rumore del ricevitore di 50°K, gli amplificatori parametrici raffreddati mediante elio liquido sono racchiusi in un apposito locale che si trova dietro il riflettore. Durante il funzionamento, la stazione terrestre è in grado di seguire qualsiasi piccolo movimento del satellite fino a 0,04°, impiegando un sistema automatico che viene bloccato sulla direzione di provenienza del raggio di riferimento del satellite stesso.

La stazione di Cayey è una delle sei fino ad ora realizzate negli Stati Uniti, e precisamente ad Andover, nel Maine; a Brewster Flat, nello stato di Washington; a Paumalu, nelle Hawaii; a Jamesburg, in California, e ad Etam, nella Virginia Occidentale. Verso la fine di quest'anno si prevede che 44 stazioni terrestri saranno in funzione. Verso il 1972, si presume che il numero di queste stazioni salirà ad 86. Se ciascuna di queste stazioni trasmettesse soltanto cento chiamate telefoniche attraverso il satellite, la capacità di tutti i satelliti Intelsat III sarebbe superata dell'80 %.

SATELLITI PER SCOPI MULTIPLI

A causa della notevole espansione del numero delle stazioni terrestri, risultò evidente all'inizio del 1967, vale a dire due anni prima del primo lancio dell'Intelsat III, che la capacità del satellite probabilmente non sarebbe sufficiente per soddisfare le eventuali richieste di traffico. Di conseguenza, il 23 marzo 1967 vennero concessi due contratti di studio per svolgere delle indagini su di un satellite globale assai più perfezionato, tre volte più pesante dell'Intelsat III, ed in grado di assolvere la funzione relativa a comunicazioni multiple, tra cui dovrebbero essere comprese le comunicazioni domestiche e mobili, come pure il traffico internazionale.

Nei confronti di questo satellite per scopi multipli, del peso di circa 1.000 kg, vennero studiati due tipi di stabilizzazione; la ben nota stabilizzazione « spin », ed un sistema di satellite completamente stazionario. In quest'ultimo, il veicolo viene stabilizzato mediante una ruota volano ad effetto interno, che rende stabile il corpo del satellite. In pratica, l'intero satellite risulta « orientabile » rispetto alla ruota volano interna, che fornisce ad esso la necessaria stabilità giroscopica. Questo metodo risulta interessante in quanto tutte le parti mobili vengono a trovarsi nell'involucro sigillato della ruota volano, e quindi devono risultare di funzionamento più sicuro. L'antenna ed il ripetitore sono rigidamente connessi alla parte restante del satellite, il che evita l'impiego di ghiere a pressione e di giunti per il trasferimento dell'energia; inoltre, risulta possibile lo impiego di pannelli solari, rivolti verso il sole per aumentare la quantità di energia elettrica disponibile per le comunicazioni.

Sebbene l'**Intelsat** eventualmente realizzato con questo sistema presenti troppi rischi tecnici per un impiego commerciale immediato, è assai probabile che i satelliti futuri saranno completamente stabilizzati. L'Europa sta attualmente sviluppando un satellite sperimentale per comunicazioni, chiamato Simphonie, che userà del pari il metodo di stabilizzazione basato sull'impiego del volano.

L'OTTENIMENTO DELLA MASSIMA CAPACITA'

A causa del notevole peso del satellite per impieghi multipli, è diventato possibile, forse per la prima volta, considerare seriamente come questo peso potrebbe essere sfruttato per rendere massima la capacità di comunicazioni del satellite. I satelliti di precedente produzione avevano un peso limitato ad un punto in cui tale ottimizzazione risultava praticamente impossibile.

Considerando le precedenti esperienze, una delle principali deficienze del progetto dell'Intelsat III risiede nella larghezza di banda dei ripetitori estremamente larga per consentire il funzionamento multiplo. Dal momento che diversi utenti devono ricorrere in comune al medesimo ripetitore, la valvola ad onde progressive deve essere fatta funzionare notevolmente al di sotto del punto di saturazione, per evitare i fenomeni di distorsione precedentemente citati. Ciò — a sua volta — costituisce un uso con scarso rendimento dell'energia disponibile sul satellite, e provoca una apprezzabile riduzione della capacità totale.

Un altro svantaggio della notevole larghezza di banda consiste nell'esigenza che ciascuna stazione terrestre controlli con cura la quantità di energia che essa irradia verso il satellite. Dal momento che la potenza del satellite come ripetitore sarà distribuita tra tutti gli utenti in proporzione rispetto all'intensità dei segnali ricevuti, un segnale inadeguatamente intenso proveniente da una stazione terrestre può accaparrarsi tutta la potenza del ripetitore. Per evitare una situazione di questo genere, ciascuna stazione deve poter funzionare con un controllo assai accurato della potenza irradiata, in modo da funzionare in proporzione alle sue esigenze di traffico. Ciò è tanto difficile quanto poco pratico. L'esperienza pratica con l'Intelsat III ha dimostrato che le stazioni non possono facilmente mantenere la necessaria precisione.

Le considerazioni di cui sopra suggeriscono che la larghezza di banda disponibile dovrebbe essere suddivisa in numerose bande minori di ripetizione, e che ciascuna stazione terrestre abbia il suo ripetitore esclusivo, funzionante con una valvola ad onde progressive in stato di saturazione. Ciò comunque non è del tutto possibile, in quanto ciascuna banda deve essere predisposta almeno con la medesima larghezza che caratterizza il segnale a larghezza di banda maggiore che deve essere irradiato, ed è probabile che numerosi utenti potrebbero ancora desiderare il funzionamento multiplo di quella stessa banda, con un traffico ridotto. Ciò nonostante, questo metodo costituisce un notevole miglioramento.

Come è possibile supporre, l'impiego della larghezza di banda maggiore avviene

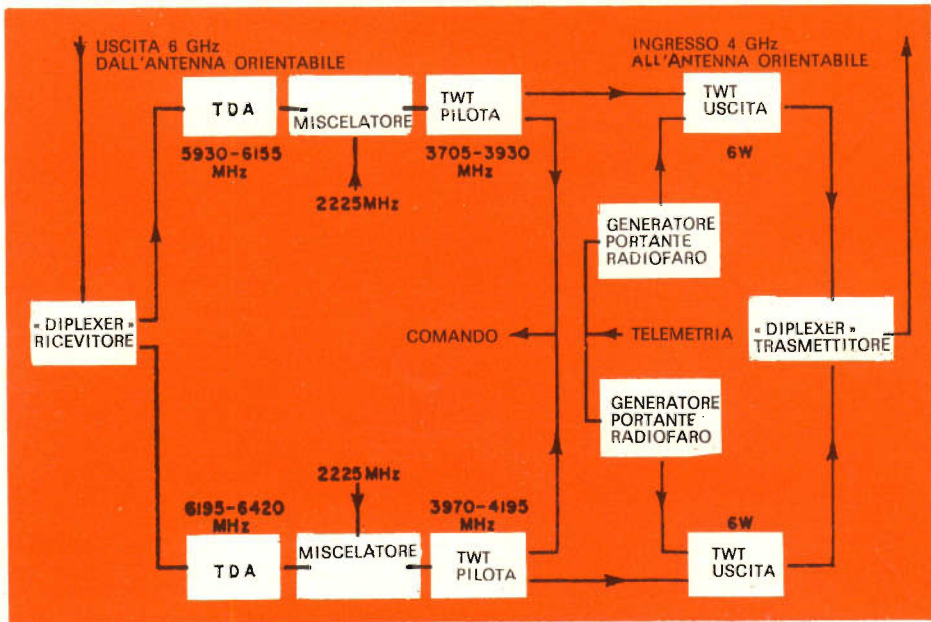



Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato dell'Intelsat III: la sigla TWT rappresenta la valvola ad onde progressive.

nel campo della televisione, che necessita di una banda di circa 40 MHz nel sistema ad impieghi multipli. Dodici delle suddette bande riempiono completamente la larghezza di banda totale disponibile di 500 MHz. Ciò premesso, dodici valvole ad onde progressive da 8 W ciascuna, o da 12 W ciascuna, sfrutterebbero completamente i 1.000 kg disponibili, a seconda che si sfruttino o meno completamente le possibilità delle applicazioni elettroniche. Dal momento che la capacità del satellite per impieghi multipli dipende più dalle limitazioni della larghezza di banda che non da quelle relative all'energia elettrica, è stato scelto il metodo di realizzazione a potenza elettrica inferiore a causa del notevole aumento della durata in anni-circuito derivante da questa scelta (la durata ammonta presumibilmente a sette anni). Con una larghezza di banda del ripetitore di 40 MHz, con una potenza di 8 W, ed un'antenna di copertura terrestre, ciascuno dei dodici ripetitori può portare 1.800 canali telefonici, oppure un canale televisivo.

INIZIO DELLA QUARTA GENERAZIONE

All'inizio del 1968, i progetti del traffico internazionale erano simili a quelli illustrati nella tabella 2. Stava diventando chiaro che, verso il 1971, la capacità dell'Intelsat III nell'Atlantico e nel Pacifico sarebbe stata superata. Oltre a ciò, qualora uno o più satelliti venissero meno, l'intero sistema si troverebbe in condizioni di funzionamento assai critiche, non esiste in orbita una riserva di capacità adeguata per le possibilità offerte dall'Intelsat III, e l'Intelsat I e II verrebbero a trovarsi notevolmente oltre la loro durata preventivata. Dopo aver considerato in primo luogo l'acquisto di altri satelliti Intelsat III migliorati (Intelsat III 1/2), si è deciso di procedere con lo studio internazionale del satellite per impieghi multipli, che ha preso il nome ufficiale di Intelsat IV.

Un contratto di settantadue milioni di dollari per quattro di questi giganteschi satelliti è stato concesso alla **Hughes Aircraft**, a seguito del quale dovrebbero aver luogo i primi due lanci, previsti per l'inizio del 1971 (sull'Atlantico e sul Pacifico).

Il terzo satellite verrà disposto al di sopra dell'oceano Indiano nel 1972 (in corrispondenza col termine dell'esistenza dell'Intelsat III), mentre il quarto satellite verrà tenuto di scorta.

Oltre alla sua antenna a raggio orientabile per la copertura di una zona terrestre, l'Intelsat IV sarà munito altresì di due raggi di trasmissione a 4,5°, che possono rivelarsi di grande utilità nei momenti di traffico intenso verso la Terra. Otto dei dodici ripetitori da 40 MHz (con larghezza di banda utile di 36 MHz) possono essere collegati ai trasmettitori a raggi puntiformi, aumentando di quindici volte la loro potenza effettivamente irradiata. La massima capacità dell'Intelsat IV sarà maggiore di diecimila conversazioni telefoniche a due vie, o di dodici canali televisivi, con possibilità notevolmente migliorate.

Tabella 2 - Progetti del traffico telefonico per l'Intelsat

ZONA OCEANO ATLANTICO
Stazioni terrestri
Circuiti necessari a 2 vie
Capacità dell'Intelsat III
Capacità di riserva
ZONA OCEANO INDIANO
Stazioni terrestri
Circuiti necessari a 2 vie
Capacità dell'Intelsat III
Capacità di riserva
ZONA OCEANO PACIFICO
Stazioni terrestri
Circuiti necessari a 2 vie
Capacità dell'Intelsat III
Capacità di riserva
TOTALI
Stazioni terrestri
Circuiti necessari a 2 vie (oltre la TV)
Capacità dell'Intelsat III
(Secondo i progetti della Comsat e dell'autore)

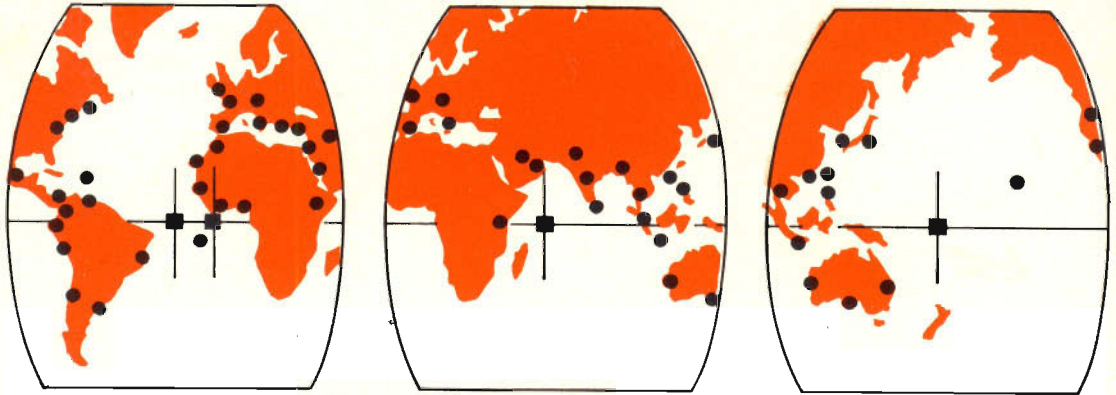
ZONA OCEANO ATLANTICO ZONA OCEANO INDIANO ZONA OCEANO PACIFICO

● STAZIONI TERRESTRI INTELSAT PROGETTATE PER IL 1970

Fig. 3 - Il sistema globale Intelsat III del 1970 consisterà in quattro satelliti, ed in un gran numero di stazioni terrestri. L'intero sistema sarà in grado di smistare un massimo di 4.800 circuiti telefonici a due vie, o di sedici trasmissioni televisive.

COMUNICAZIONI AERONAUTICHE

Lo studio compiuto su così vasta scala è anche il primo mediante il quale sono state compiute indagini sulle possibilità di sfruttamento dei satelliti per comunicare con i mezzi volanti. Attualmente, i voli transatlantici sono fuori portata delle stazioni radio installate sulle coste, per circa 90 minuti. Sussiste però un progetto secondo il quale nel periodo di massimo traffico transatlantico, che ha luogo solitamente durante il mese di agosto, ottantacinque aerei occuperanno contemporaneamente il corridoio di « silenzio radio » della lunghezza di oltre 160.000 chilometri, nella zona nordica dell'oceano Atlantico. Approssimativamente nel medesimo istante, quaranta aerei saranno esclusi dal contatto radio sul Pacifico, così come dieci aerei lo saranno al di sopra dell'oceano Indiano.

Questa impossibilità di comunicazione è il motivo principale che impone la separazione laterale di circa 200 chilometri tra gli aerei che solvolano l'Atlantico. La restrizione è piuttosto costosa per le linee aeree, in quanto impedisce loro di effettuare dei voli negli orari in cui i passeggeri gradirebbero volare, e li costringe a programmare i loro voli in modo da soddisfare la suddetta esigenza. Entro dieci anni, l'affollamento più intenso nel corridoio del silenzio si presume che supererà il numero di 150 aerei, e consisterà in un certo assortimento di aerei convenzionali supersonici e del tipo « jumbo ». Per rendere possibile questa elevata densità di aerei in una zona relativamente ristretta, la separazione laterale deve essere ridotta ad un valore inferiore a 90 chilometri. Se si ammette la necessità di adottare criteri di sicurezza minimi di meno di una collisione su cento milioni di voli (corrispondente ad un incidente ogni mille anni), la posizione di ciascun aereo lungo il corridoio deve essere nota entro meno di 22 chilometri circa. Tale precisione implica che ciascun aereo rimanga sotto controllo in qualsiasi istante, cosa che può essere tradotta in pratica soltanto mediante l'impiego dei satelliti.

Il metodo più semplice potrebbe consistere nell'adozione di un satellite adibito esclusivamente ai servizi aeronautici, il quale potrebbe interrogare gli aerei in merito alla loro posizione esatta, ed effettuare contemporaneamente tutte le comunicazioni relative al traffico aereo. Un metodo maggiormente perfezionato potrebbe inoltre verificare la posizione dei diversi aerei, impiegando un particolare codice per la misura delle distanze reciproche.

Dal punto di vista delle linee aeree, la banda attuale riservata ai servizi aeronautici, compresa tra 118 e 136 MHz in V.H.F., sarebbe ideale per un satellite di questo tipo, in quanto comporterebbe modifiche di minima entità rispetto al sistema attuale. Gli esperimenti in V.H.F. tra l'ATS-1 ed un aereo di prova al di sopra del Pacifico, e gli esperimenti della Air Force con il LES, hanno dimostrato che oggi è già possibile costruire un satellite funzionante in V.H.F. L'ostacolo principale consiste nel fatto che la gamma delle V.H.F. non è ancora stata destinata all'impiego con i satelliti, ed i responsabili del governo americano sono riluttanti a correre il rischio di provocare possibili interferenze in una banda già di per sè stessa congestionata.

Una possibile alternativa consiste nell'impiego della banda aeronautica L (compresa tra 1.540 e 1.660 MHz), e — sotto questo aspetto — l'FCC ha raccomandato che questa banda venga usata in comune dagli aerosatelliti. Dal momento che le apparecchiature da installare a bordo degli aerei non sono correntemente disponibili per il funzionamento nella banda L, e che non esistono antenne già disponibili e di tipo adatto per l'installazione sugli aerei, le compagnie aeree non si sono dimostrate ansiose di procedere in questo senso. Al contrario, esse considerano da un punto di vista internazionale che una parte della banda V.H.F. dovrebbe essere destinata a questo servizio, e che la banda L dovrebbe essere gradualmente sviluppata. In ogni caso, a seguito della urgente necessità, è probabile che un determinato tipo di aerosatellite risulterà in fase di sviluppo prima del 1970.

I SATELLITI PER COMUNICAZIONI PER IMPIEGHI CIVILI

Tuttavia, la parte più significativa dello studio generalizzato è stata quella relativa al progetto di satelliti per comunicazioni per impieghi civili. D'altra parte, se questi satelliti hanno rivoluzionato l'intera organizzazione internazionale delle comunicazioni, per quale ragione non usare questi satelliti anche per il traffico civile transcontinentale?

Tutto ciò ha avuto inizio nel 1966, con il « Docket » dell'FCC N° 16495, che venne aperto a cura dell'ABC, e della fondazione Ford: entrambe le proposte vennero archiviate d'autorità per dedicarsi con studi più intensivi agli studi sui satelliti per allacciamenti televisivi. L'ABC prendeva in considerazione soprattutto il risparmio dei costi per distribuire i suoi programmi televisivi, mentre la fondazione Ford prevedeva che i risparmi di questo tipo avrebbero potuto essere d'aiuto per sostenere le spese relative alla televisione didattica. Queste proposte vennero rapidamente seguite da altre tra le quali due dalla « Comsat » e dalla AT&T, secondo le quali qualsiasi satellite per impieghi civili avrebbe dovuto essere destinato sia alla televisione, sia alle comunicazioni telefoniche. Tutte le proposte sono ancora in fase di esame da parte del governo, in quanto, come il signor Hyde presidente della FCC ha stabilito, « nessun compito della Commissione è di maggiore responsabilità che non ... la determinazione alla quale è necessario arrivare in riferimento alla proposta di uso dei satelliti per impieghi civili ».

La notevole importanza di queste proposte ha anche costretto il presidente Johnson nel 1967 a stabilire un nucleo presidenziale per rivedere l'intera politica nazionale delle comunicazioni. Questa commissione, sotto il controllo del consigliere presidenziale Eugene Rostow, ha presentato la sua relazione al presidente nello scorso dicembre, ed è assai probabile che in essa vengano prese in considerazione le principali riforme degli atti sulle comunicazioni del 1934.

Sebbene sia assolutamente chiaro il valore della distribuzione transcontinentale dei segnali televisivi tramite i satelliti, la distribuzione civile dei segnali telefonici si dimostrerà infine lo sviluppo più significativo ed importante. Al momento, un satellite per impieghi civili consentirebbe una migliore qualità delle trasmissioni di qualsiasi collegamento radio di tipo terrestre, di lunghezza approssimativamente maggiore di 2.300 chilometri circa. Ciò in quanto la qualità dei segnali trasmessi tramite un satellite è sostanzialmente indipendente dalla distanza, mentre un collegamento terrestre peg-

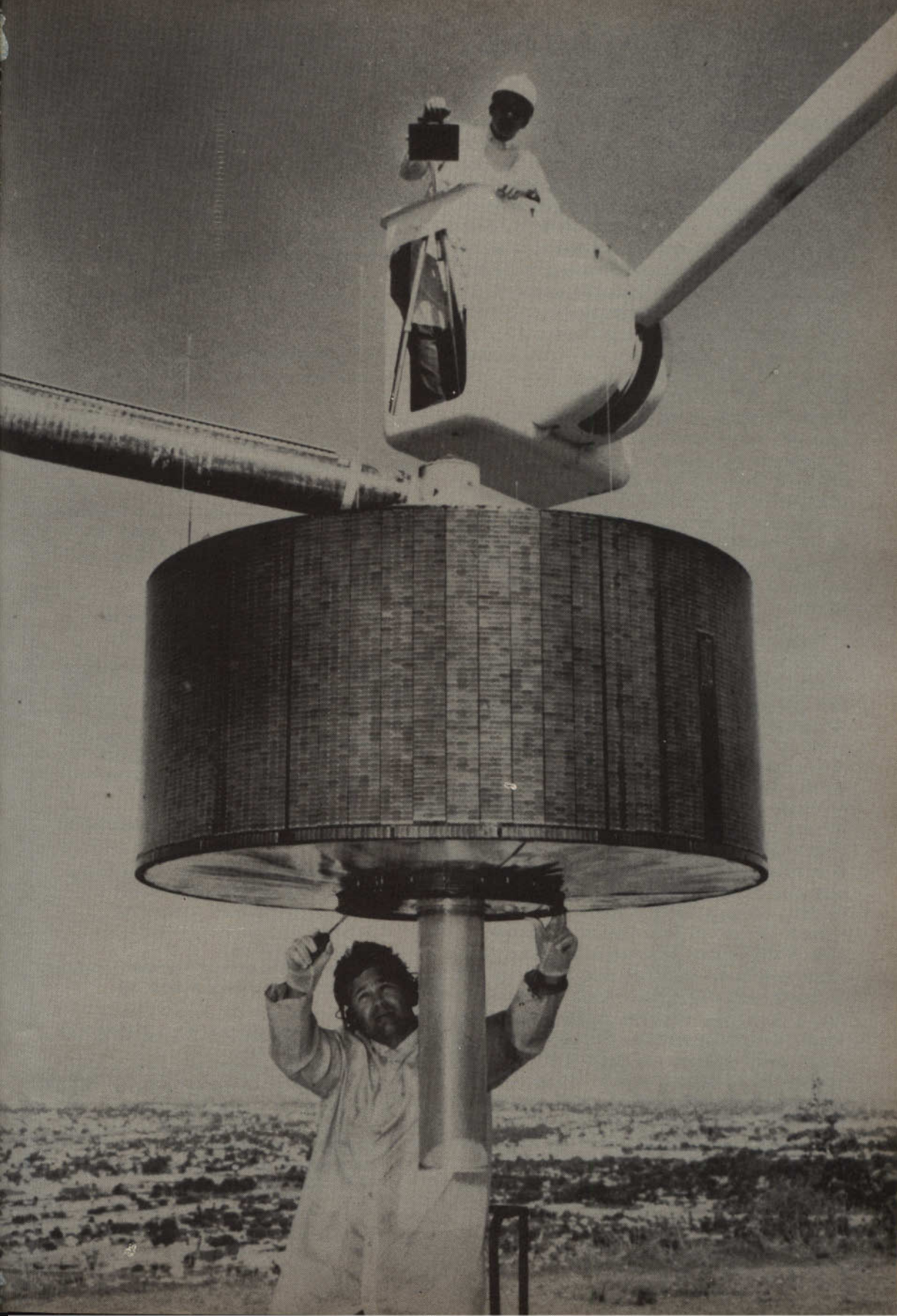
giora la qualità in modo direttamente proporzionale alla distanza. Oltre a ciò, dal momento che il costo dei satelliti regge al confronto con i collegamenti terrestri, esistono ben pochi motivi per sviluppare collegamenti terrestri a lunga distanza basati sull'impiego delle microonde. Tuttavia, i progetti di traffico per l'inizio del 1970 dimostrano la necessità di una maggiore capacità transcontinentale. Tutti questi fattori favoriscono il rapido sviluppo dei satelliti agli effetti dell'impiego telefonico e per la televisione.

Attualmente, sembra che questa situazione determini una maggiore fiducia sui satelliti, ed una minore fiducia sui collegamenti terrestri. Verso il principio del 1980, i satelliti per impieghi civili e di grande capacità potrebbero consentire i collegamenti per messaggi indiretti attraverso distanze superiori ai 750 chilometri, per aprire una nuova generazione di comunicazioni pubbliche ed a basso costo.

Nel dicembre del 1966, la Comsat propose di dare inizio ai servizi civili con un satellite Pilot, studiato in modo da consentire il conseguimento di un'esperienza pratica prima di creare un vero e proprio sistema di comunicazioni. Il satellite Pilot è essenzialmente un Intelsat IV a dodici canali, nel quale l'antenna terrestre ed il raggio puntiforme sono costituiti da un raggio avente un'estensione di 3,5° x 7,5°, che copre completamente gli Stati Uniti. L'impianto Pilot impiegherebbe due satelliti di questo tipo, due stazioni terrestri del tipo Intelsat, di cui una sulla costa orientale ed una sulla costa occidentale, ed approssimativamente trenta stazioni televisive terminali installate nel medio occidente, destinate alla sola ricezione (munite di antenne da circa 10 m).

L'interesse nei confronti dei satelliti per impieghi civili non è limitato ai soli Stati Uniti. La Francia ha già studiato un satellite civile (Saros) per collegare la Francia continentale alle colonie nei Caraibi ed in Africa. Essa ha inoltre studiato un satellite radio-TV, per collegare la Francia e la zona del Canada di lingua francese, facente capo alla città di Quebec. La Germania occidentale ha del pari studiato un satellite per impieghi civili (Olympia), e ne proposto l'impiego per la diramazione dei programmi televisivi in occasione delle olimpiadi tedesche nel 1972. La Francia e la Germania si sono accordate lo scorso anno per unire i loro sforzi, e per costruire un satellite in comune (Symphonie), per compiere entrambe le funzioni precedentemente compiute dai satelliti Saros ed Olympia. Questo satellite è attualmente in fase di costruzione, e ne è previsto il lancio verso il 1972.

Il Canada ha appena concluso due studi relativi ad un satellite per impieghi civili, destinato a contribuire alla diramazione dei programmi radio-televisivi nonché per i servizi telefonici, nei confronti delle comunità fino ad ora isolate nelle provincie settentrionali. L'India ed il Brasile stanno del pari considerando l'impiego di questi sistemi. Nonostante la sua superficie relativamente ridotta, il Giappone ha studiato lo sviluppo del suo proprio sistema, così come è accaduto nello stato di California.

E' presumibile che il successore del satellite Pilot impieghi quattro raggi puntiformi da 2°, per servire le quattro zone degli Stati Uniti onde ottenere una distribuzione più versatile dei programmi televisivi. Ciò aumenta le interessanti possibilità di reimpiegare le medesime frequenze nella gamma dei 500 MHz, in qualsiasi altro fuso orario. La selettività dei raggi puntiformi impedirebbe a questi segnali della medesima frequenza di interferire l'uno con l'altro. Ciò consentirebbe praticamente il raddoppiamento delle capacità nei confronti della televisione, per quanto riguarda il satellite avente una larghezza di banda limitata a 20-24 canali. Dal momento che la maggior parte dei programmi vengono prodotti a Los Angeles oppure a New York, il problema consiste semplicemente nel come trasmettere fino a 20-24 canali sull'unica banda disponibile di 500 MHz. Questo numero di canali è necessario in corrispondenza di ogni fine settimana, ossia quando la ABC, la CBS, la NBC e la NET trasmettono differenti programmi in ciascuna zona, oltre ai programmi relativi alle partite di calcio regionali.

LO SMISTAMENTO DELLE FREQUENZE E LE PREVISIONI PER IL FUTURO

E' dunque evidente che i problemi precedentemente considerati costituiscono un sintomo della inadeguata disponibilità della larghezza di banda. Al termine del prossimo anno, la ITU ha intenzione di indire un congresso mondiale per la suddivisione delle frequenze (WARC), che considererà — tra le altre cose — l'assegnazione di frequenze addizionali per l'impiego nelle comunicazioni con satelliti. La tabella 3 illustra l'assegnazione presente delle frequenze e quella proposta. Le due bande da 500 MHz correntemente disposte a 4 ed a 6 GHz sono usate in comune da parte dei collegamenti terrestri e mediante microonde. Ciò ha determinato restrizioni specifiche agli effetti dei livelli di potenza sui satelliti, per cui essi non possono interferire con i collegamenti a microonde di precedente allestimento. La medesima situazione sussiste per la banda ad impiego militare, ma in questo caso il problema non è così grave in quanto le esigenze di traffico sono notevolmente inferiori.

Nella preparazione del WARC, l'FCC ha recentemente raccomandato l'ulteriore assegnazione di due bande da 20 MHz alla banda L per l'impiego con satelliti mobili, e due nuove bande addizionali da 1.000 MHz **esclusivamente** per l'impiego nel campo delle comunicazioni tramite satelliti. Sebbene le nuove bande di collegamento da punto a punto possano triplicare la larghezza di banda attualmente disponibile, le nuove frequenze sono nella banda delle onde millimetriche, per cui possono subire gravi attenuazioni ad opera della pioggia. Per ottenere un funzionamento sicuro, può presentarsi la necessità di impiegare numerose stazioni ripetitrici a grande distanza una dall'altra, ed in posizioni critiche, in modo tale che almeno una sia sempre nelle condizioni ideali di propagazione. Ciò comunque è assai costoso, per cui la Comsat vorrebbe, ed ha infatti richiesto, l'assegnazione ulteriore delle frequenze di uso comune nella banda X sulla base della « disponibilità effettiva ». La Comsat ha anche richiesto che le bande in V.H.F. per l'aeronautica e la marina vengano considerate in comune con un satellite aereo.

Sebbene sussista una giustificabile riluttanza economica a dare inizio allo sviluppo di una banda di onde millimetriche per le comunicazioni tramite satelliti, l'impiego di questa banda è inevitabile. I satelliti per comunicazioni sono diventati candidati assai popolari per numerose applicazioni a carattere civile, e la pressione per ottenere frequenze in esclusiva per queste applicazioni a carattere civile è notevole. Soltanto nella regione delle onde millimetriche è infatti possibile una assegnazione esclusiva di lunghezze di onda.

Questa parte dello spettro delle radioonde non presenta soltanto lo spazio suf-

Tabella 3 - Assegnazioni attuali e proposte delle frequenze per i satelliti per comunicazioni

PER IMPIEGHI COMMERCIALI

Servizi da punto a punto
(banda in comune)
Da satellite a stazioni terrestri
Da stazioni terrestri a satellite

PER IMPIEGHI MILITARI

Servizio da punto a punto
(bande parzialmente in comune)
Da satellite a stazioni terrestri
Da stazioni terrestri a satellite

AGGIUNTE COMMERCIALI CONSIGLIATE DALLA FCC

Servizio mobile (bande in comune)
Da satellite a terminali mobili
Da terminali mobili a satellite
Servizio da punto a punto
(bande esclusive)
Da satellite a stazioni terrestri, oppure da stazioni terrestri a satellite

AGGIUNTE RICHIESTE DALLA COMSAT

Servizio mobile (bande in comune)
Da satellite a terminali mobili, oppure da terminali mobili a satellite
Servizio da punto a punto
(bande in comune)
Da stazioni terrestri a satellite
(Secondo disponibilità)

ficiente per un numero fantastico di comunicazioni, ma sembra concedere anche la speranza di consentire comunicazioni a carattere mondiale, e con costi relativamente ridotti. Verso il volgere del secolo, è assai probabile che la maggior parte delle industrie si metteranno in condizioni di comunicare tramite i satelliti attraverso onde millimetriche. Grazie a ciò, non soltanto saranno possibili comunicazioni mondiali pressoché istantanee, ma ciò permetterà anche la centralizzazione delle comodità che attualmente risultano troppo costose per duplicarle in diverse posizioni. Avrà così inizio l'era delle biblioteche mondiali centralizzate, impieganti calcolatori elettronici per la ricerca e per la fornitura di estratti, per la trasmissione globale di fac-simili, per effettuare diagnosi mediche automatiche, impiegando magazzini centralizzati, con la aggiunta della possibilità di eseguire acquisti direttamente dalla propria abitazione, attraverso l'impiego di televisori individuali e di uffici bancari che sottoscrivono un conto quando viene fatta un'ordinazione, come pure avrà inizio l'era delle comunicazioni dirette tra i calcolatori, per costituire un impianto di controllo fantastico.

L'impiego di questi sistemi su vasta scala permetterà inoltre la messa in opera di un enorme satellite per trasmissione, che potrà trasmettere i programmi radio e televisivi direttamente in casa. Se si considera ciò che i satelliti per le comunicazioni hanno permesso di conseguire negli ultimi dieci anni, l'unica domanda effettiva consiste nel dubbio che ci vogliano effettivamente trenta anni affinché questa nuova rivoluzione si verifichi in pratica.

L'autore desidera ringraziare la **Communications Satellite Corporation,** la NASA, e le Forze Aeree degli Stati Uniti, per il loro cortese aiuto nell'allestimento di questo articolo.

Fine

LA RADIOGONIOMETRIA SEMPLIFICATA

applicazione pratica nel turismo nautico

Per **Radiogoniometria** s'intende quella parte della radiotecnica che studia i sistemi che consentono di determinare la direzione, e successivamente il senso ed anche l'ubicazione di una radiotrasmittente.

Sappiamo che un trasmettitore radio genera un campo elettrico le cui linee di forza si spostano alternativamente dall'alto al basso che inducono, in un'antenna ricevente, delle correnti oscillanti identiche a quelle irradiate ed un campo magnetico le cui linee di forza si spostano alternativamente da destra a sinistra, e viceversa, le quali inducono in un telaio, o quadro, ricevente delle oscillazioni che sono pure identiche a quelle di partenza. Quest'ultima proprietà delle onde em interessa per l'appunto la radiogoniometria.

Se disponiamo, infatti, di un telaio ricevente con il piano parallelo alle linee di forza che costituiscono il campo magnetico, egli intersecherà un numero trascurabile di linee ed in queste condizioni la ricezione dei segnali sarà nulla o per lo meno debolissima. Se invece facciamo assumere al telaio una posizione perpendicolare alle linee di forza in modo che esso risulti puntato nella direzione della stazione emittente, il numero di linee intersecate risulterà molto maggiore e di conseguenza si avrà un **massimo di ricezione,** come è indicato in fig. 1. Da quanto abbiamo detto risulta evidente come un telaio consenta di individuare il piano nel quale giace una stazione radio ma non di conoscerne il senso, dato che i massimi di ricezione evidentemente sono due (così pure i minimi), precisamente 180°, l'uno dall'altro.

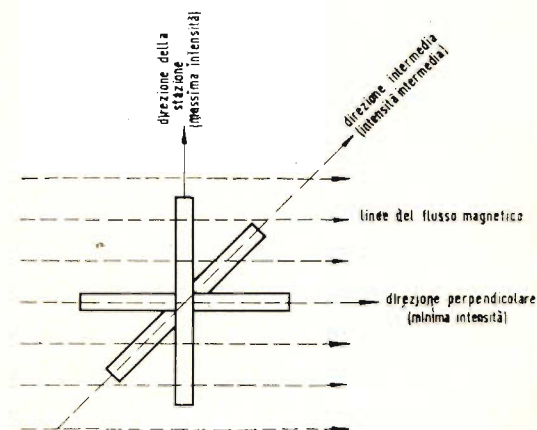



Fig. 1 - Ricezione delle onde elettromagnetiche mediante un telaio o quadro.

Tale incertezza negli RDG (radiogoniometro si abbrevia con la sigla RDG), si elimina accoppiando ai circuiti del telaio una piccola antenna ausiliaria verticale. Se si sintonizzano sulla stessa stazione tanto i circuiti del telaio quanto quelli dell'antenna, quest'ultima sarà percorsa da una corrente che avrà sempre la stessa direzione, poiché essa riceve il campo elettrico, mentre nel telaio circolerà una corrente che avrà un determinato senso se esso è orientato verso l'emittente e senso contrario se sarà fatto ruotare di 180°. E' evidente perciò che in una delle due posizioni del telaio, e cioè quando le correnti di antenna e del telaio stesso hanno lo stesso senso, le correnti si sommeranno dando luogo ad un massimo di intensità dei segnali mentre nella posizione opposta, avendosi una sottrazione dei segnali, si avrà una netta diminuzione d'intensità.

Perciò per conoscere il SENSO di una radioemittente dopo aver fatto il rilevamento della stazione, cioè la DIREZIONE, si inserirà l'antenna ricercando con il telaio la posizione che corrisponde al massimo di intensità.

Naturalmente non è necessario stabilire il senso della stazione se lo stesso è grossolanamente conosciuto, è questo il caso dei rilevamenti di stazioni costiere effettuati da natanti e quello in cui il rilevamento è effettuato contemporaneamente da più stazioni, quando la posizione esatta della stazione si determina direttamente sulla carta, tracciando delle rette relative ai rilevamenti stessi, come vedremo.

A questo proposito dobbiamo precisare che data la natura di questo articolo l'esposizione è stata mantenuta in limiti molto ristretti. Chi desidera potrà trovare l'argomento maggiormente sviluppato in opere specializzate come quella del Montefinale « Il radiogoniometro », ed altre.

USO DEL RADIOGONIOMETRO

I radiogoniometri destinati al naviglio turistico dovranno essere installati a bordo in modo tale che l'asse 0° - 180° del RDG corrisponda all'asse prua-poppa. Dopo aver provveduto ad eseguire tale sistemazione sarà opportuno controllare che i rilevamenti non siano soggetti ad errori, che in genere sono dovuti alla presenza di masse metalliche circostanti l'antenna, quali stralli, draglie ecc.; errori che variano da frequenza a frequenza di ricezione.

Questo controllo dovrà essere eseguito mettendo la prua, successivamente, in direzione delle antenne di alcune stazioni che trasmettano su frequenze differenti e confrontando il rilevamento ottico con quello radio. Il massimo, oppure il minimo di ricezione (l'indice in tal caso sarà stato ruotato di 90°) dovrà corrispondere al rilevamento ottico. Differenze di poco conto potranno essere, in questo caso, trascurate, ma se invece si noteranno diversi gradi di spostamento, in più od in meno, sarà opportuno prendere nota dei valori trovati, magari sotto forma di tabella, in modo che ai rilevamenti che saranno effettuati in navigazione, sulle frequenze prossime a quelle controllate, sia possibile aggiungere o sottrarre le differenze in gradi notate durante le suddette operazioni di controllo. E' consigliabile eseguire dette verifiche sulle stazioni di radiodiffusione più vicine alla costa, sui radiofari ad onda lunga e sulle stazioni costiere RTF (radiotelefoniche)

Naturalmente gli RDG destinati al naviglio turistico non consentono di ottenere delle prestazioni simili a quelle che sono possibili con gli RDG professionali installati a bordo delle navi, però se chi ne è in possesso ha l'attenzione di esercitarsi durante le normali navigazioni, imparando a conoscerli ed a sfruttare al massimo le loro possibilità, essi sapranno rendergli ottimi servizi in caso di nebbia o di cattiva visibilità.

Il sistema migliore per adoperare questo tipo di RDG in genere è quello di individuare la stazione sulla quale si desidera dirigere, cercando il minimo che corrisponde alla direzione vera ,che si trova a 90° dal massimo, e che è più facile individuare nei confronti del massimo stesso, e mantenendo la rotta dell'imbarcazione in modo tale che i segnali siano sempre al minimo dell'intensità. La rotta dovrà essere corretta ogni qualvolta si nota un aumento della intensità dei segnali.

E' opportuno tenere presente che via via che ci si avvicina alla stazione trasmittente l'intensità, dei segnali aumenterà sensibilmente e di conseguenza anche il valore del minimo avrà tendenza ad aumentare.

L'angolo ottenuto con il radiogoniometro corrisponde al rilevamento polare della stazione contato da 0° a 360° in senso orario. Ad esso è necessario applicare la correzione dovuta alle deviazioni, alle quali si è accennato più sopra, in modo da ottenere il rilevamento polare (Rp) corretto. Dopo tale operazione occorre aggiungere a Rp la « prua vera » all'istante della ricezione, cioè la direzione rispetto al Nord che aveva la prua stessa.

Qualora si debba usare l'RDG per conoscere il punto nave con precisione è necessario seguire un procedimento analitico piuttosto complicato che può essere effettuato soltanto da chi abbia seguito studi sulla navigazione (a questo riguardo consigliamo il libro del Capasso: NAVIGAZIONE, ed. Hoepli). Diamo comunque qualche esempio di rilevamento radiogoniometrico che potrà essere molto utile per chi desideri esercitarsi in questo interessante campo.

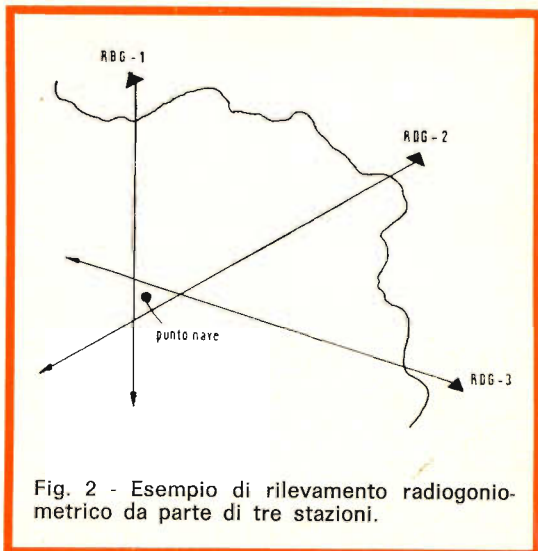



Fig. 2 - Esempio di rilevamento radiogoniometrico da parte di tre stazioni.

Per conoscere il « punto nave » di una imbarcazione è necessario procedere al

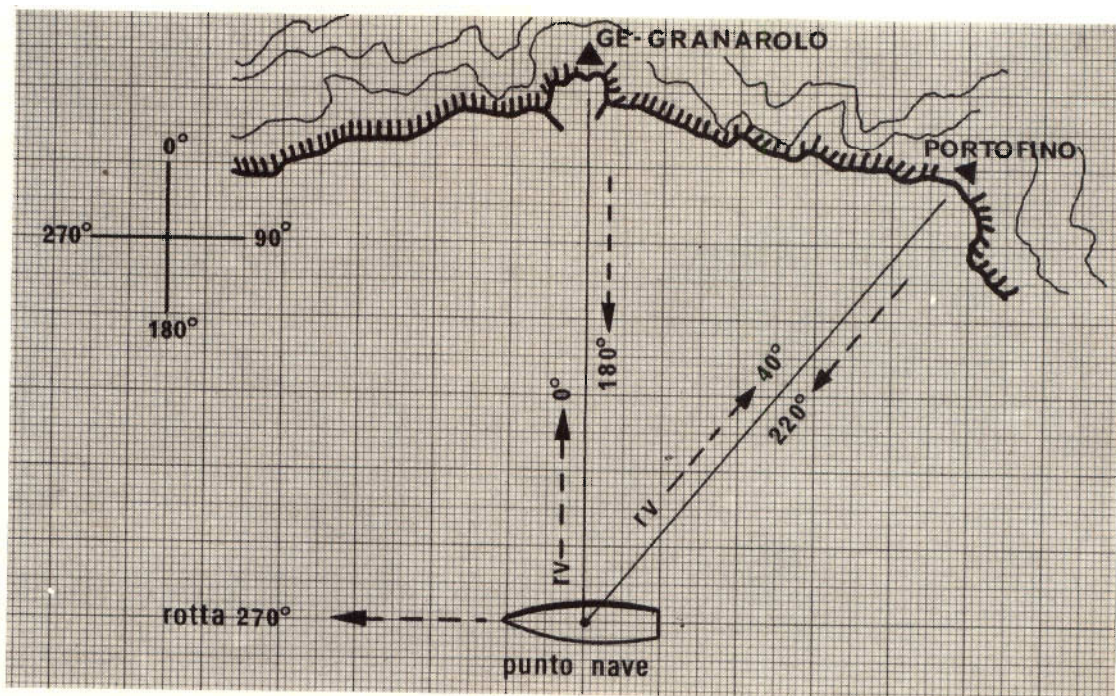



Fig. 3 - Esempio di ricerca del punto nave mediante il radiogoniometro e con rilevamento di due stazioni.

rilevamento di due o tre stazioni radio. Riportando i rilevamenti veri sulla carta il punto di incrocio delle diverse rette corrisponderà, come è indicato in figura 2, approssimativamente al punto nave ricercato.

Ammettiamo, come è indicato in figura 3, che una nave proceda con rotta 270° nel Golfo di Genova e desideri conoscere la propria posizione. In questo caso si effettuerà un rilevamento della stazione di GENOVA-GRANAROLO, che ha la frequenza di 1034 kHz, che risulterà, ad esempio, di 92°. Ammesso che su tale frequenza, in sede di taratura, si sia riscontrato un errore di +2°, al valore Rp si sottrarrà questo valore per cui 92° — 2° = Rp 90°.

Il rilevamento vero (Rv) si otterrà sommando ad Rp la rotta della nave, che abbiamo ritenuto di 270° e perciò Rv = Rp + Rn = 270° + 90° = 360° (cioè 0°).

Il rilevamento della nave **rispetto alla stazione** sarà naturalmente invertito di 180° e perciò uguale a 0° + 180° = 180°. Sulla carta si traccerà una retta, partendo dalla posizione delle antenne di GENOVA-GRANAROLO, che avrà direzione 180°.

Successivamente dalla nave, mantenendo sempre la rotta 270°, si eseguirà un altro rilevamento, ad esempio quello della stazione radiofonica di GENOVA-PORTOFINO che trasmette sulla frequenza di 1578 kHz. Ammettiamo che su questa frequenza in sede di taratura non si sia notato alcun errore e che il rilevamento polare corrisponda a 130°; avremo che Rv = 270° + 130° — 360° = 40°.

Rispetto a Portofino la nave avrà direzione 40° + 180° = 220°. Sulla carta si traccerà una retta per 220° a partire dal Monte di Portofino.

Il punto di incrocio delle due rette corrisponderà alla posizione della nave all'atto del rilevamento.

All'atto del secondo rilevamento la rotta della nave avrebbe anche potuto essere diversa da quella seguita durante il primo (cioè diversa da 270°). In tal caso era sufficiente aggiungere a Rp il valore della nuova rotta Rn.

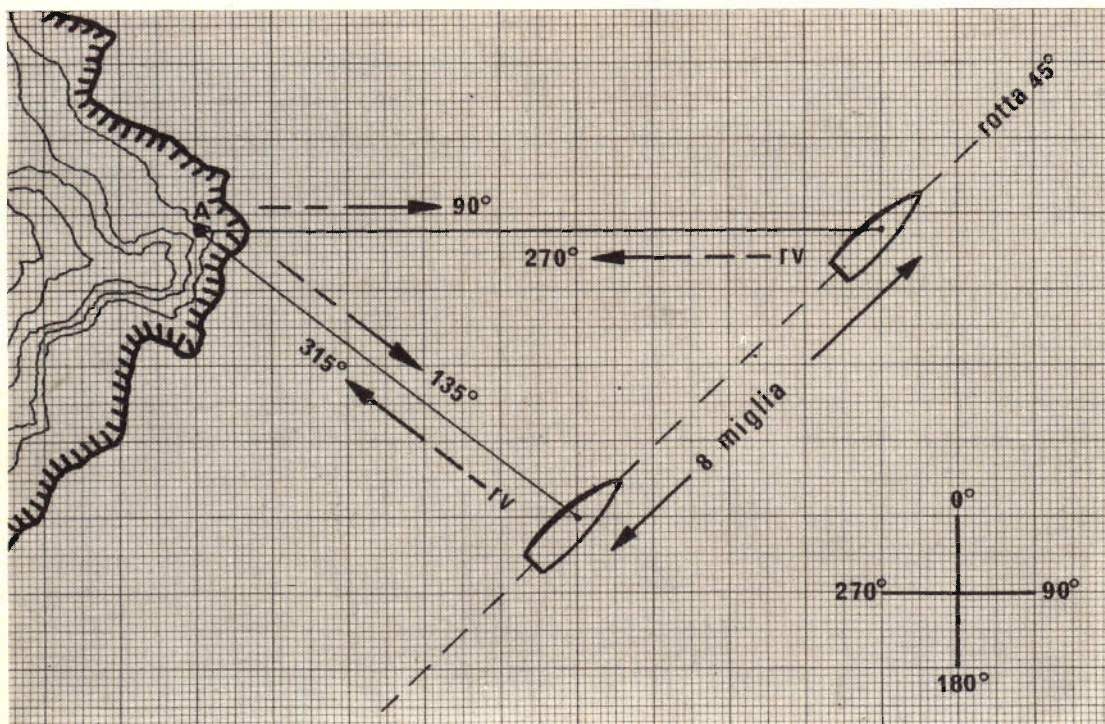



Fig. 4 - Esempio di punto nave mediante rilevamento radiogoniometrico della stessa stazione.

Naturalmente il rilevamento sarebbe venuto maggiormente attendibile se il numero di stazioni rilevato fosse stato di tre.

In caso di necessità e con precisione alquanto minore, dato che entrano in campo ulteriori fattori che sono la causa di notevoli errori, teoricamente è possibile eseguire il calcolo approssimativo del punto nave rilevando due (o più volte) la stessa stazione. Si tratta di una procedura poco conosciuta e che può essere, in certe occasioni, molto utile.

In questo caso il secondo rilevamento dovrà essere eseguito dopo un certo periodo di tempo rispetto al primo ed in questo intervallo **la rotta dovrà essere mantenuta la più rettilinea possibile e non essere mutata,** inoltre è indispensabile conoscere con la massima esattezza consentita la lunghezza del percorso effettuato dalla imbarcazione durante il periodo trascorso fra i due rilevamenti.

Prendiamo il caso di figura 4 nel quale, per facilitare l'esposizione, non si tiene conto di eventuali errori di taratura.

Una barca con rotta 45° rileva la stazione « A » per Rp 270° a cui corrisponde un Rv = 270° + 45° = 315°.

Il rilevamento invertito stazione-nave differisce, come sappiamo, di 180° e perciò corrisponde a 135° (315° + 180° — 360°).

Sulla carta si traccerà una retta, partendo dalla posizione di A, per 135°. Dopo un certo periodo di tempo dalla barca, che avrà mantenuto rotta costante per 45°, ed avrà percorso, ad esempio, dopo il primo rilevamento 8 miglia, si ripeterà il rilevamento della stessa stazione ottenendo, sempre a titolo di esempio, un Rp = 225°, corrispondente ad Rv = 225° + 45° = 270°, che invertito corrisponde a 90°. Sulla carta si traccerà una seconda retta, partendo da « A » per 90°. Si aprirà quindi un compasso con una apertura che sulla scala della carta sia uguale al percorso effettuato dalla barca durante i due rilevamenti, nel nostro caso 8 miglia.

Portando il compasso sulle rette relative i due rilevamenti vi sarà **una sola posizione parallela alla rotta seguita che dovrà essere tracciata sulla carta,** per cui il compasso toccherà entrambe le rette.

Anziché del compasso si può fare uso di un righello con suddivisioni in centimetri e millimetri, che verrà fatto scorrere sulla carta parallelamente alla rotta seguita, dopo aver determinato su di esso il tratto che corrisponde alla distanza percorsa dall'imbarcazione, le cui estremità dovranno coincidere con le due rette.

Il punto « A » indicherà la posizione dell'imbarcazione all'atto del primo rilevamento ed il punto « B » quella all'atto del secondo rilevamento.

Come abbiamo già chiarito questa soluzione è soggetta a notevoli errori poiché l'esattezza della posizione dipende, oltre che dalla precisione dei rilevamenti, dall'esattezza del percorso effettuato fra i due rilevamenti, dalla rotta seguita, la quale, oltre ad eventuali deviazioni, può aver subito una certa deriva ad opera del vento e delle correnti (figura 5).

RADIOFARI MARITTIMI

I radiofari marittimi non sono altro che emittenti radioelettriche il cui scopo è di consentire l'esecuzione da parte delle stazioni di bordo di rilevamenti radiogo-

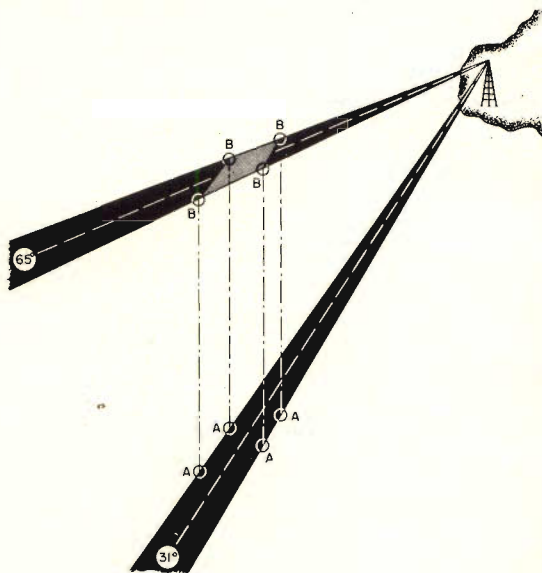



Fig. 5 - I due rombi indicano le parabole zona in cui si trovava l'imbarcazione all'atto del primo e del secondo rilevamento della stessa stazione.

Fig. 6 - Radiogoniometro transistorizzato di tipo portatile MR-21 adatto per imbarcazioni da turismo.

niometrici per il controllo della posizione o della rotta.

Essi costituiscono una organizzazione imponente di radioaiuti alla navigazione essendo distribuiti a migliaia su tutte le coste del mondo.

Il funzionamento dei radiofari avviene automaticamente, generalmente a gruppi di tre, in modo da consentire la rapida determinazione del punto nave, detto a vertice di piramide, come abbiamo spiegato. Essi possono essere impiegati anche a coppie od isolatamente.

In condizioni di tempo normale i radiofari trasmettono in genere con orari ridotti, che sono indicati in apposite nomenclature, con tempo nebbioso effettuano invece servizio continuo.

Le emissioni sono eseguite sulla gamma compresa fra i 290 ed i 330 kHz, almeno per quanto concerne il servizio marittimo.

Fig. 7 - Radiogoniometro a valvole del surplus americano VS-NAV-M.

ESEMPIO DI RADIOGONIOMETRO PER MOTOSCAFI O NAVI DA DIPORTO

Il Radiogoniometro portatile, illustrato in figura 6, precisamente il modello MR-21, è adatto per imbarcazioni da turismo. Esso è completamente transistorizzato ed alimentato da sei batterie di pile a torcia per un totale di 9 V. Poiché l'assorbimento di corrente è molto ridotto la sua autonomia può essere compresa fra le 500 e le 1000 ore.

L'apparecchio è sintonizzabile su tre gamme d'onda, la prima comprende i ra-

diofari fra 188 e 410 kHz, la seconda destinata alla radiofonia da 535 a 1620 kHz e la terza per le stazioni costiere da 1650 a 3450 kHz.

Un controllo automatico di guadagno dà la possibilità di eseguire un accurato azzeramento della stazione ricevuta in modo da consentire rilevamenti maggiormente precisi.

Il senso della stazione, quando è necessario, si trova mediante l'inserzione di un'antenna telescopica: la lettura del rilevamento è alquanto facilitata dall'adozione di un quadrante a bussola avente 16,5 cm di diametro. Un indicatore di sintonia di azzeramento, illuminato, aumenta l'esattezza dei rilevamenti. La sensibilità per 6 dB rapporto segnale-disturbo è di 120 μV/m nella prima gamma, 40 μV/m nella seconda gamma e 25 μV/m nella terza gamma.

Il consumo per un'uscita di 50 mV è di 35 mA. La precisione del rilevamento è del 3%.

Nel materiale del surplus americano è possibile rintracciare, specialmente in Francia ed in Inghilterra, un tipo di radiogoniometro « US.NV-M » che è particolarmente adatto per essere impiegato a bordo del naviglio da turismo. Si tratta di un apparecchio, alimentato a 6 V tramite una batteria ed un survolatore a vibratore, nel cui circuito sono impiegate sei valvole (3-6SK7, 6K8, 6C8, 6K6) e che ha una buona sensibilità. Le gamme disponibili sono due: da 200 a 400 kHz e da 500 a 1500 kHz (figura 7).

Questo RDG dispone del classico quadro circolare fissato ad un quadrante mobile graduato da 0° a 360° e di un'antenna unifilare per il senso. Il suo prezzo si aggira sui 550 franchi francesi.

Le Case discografiche americane RCA e Columbia hanno deciso di incidere il loro repertorio anche sulle musicassette. A seguito di tale decisione, gli esperti americani ritengono che le musicassette sono destinate a riscuotere un notevole successo sul mercato americano. Finora si vendevano solo nastri registrati a 4-8 piste per l'ascolto in macchina; nastri simili non offrono possibilità di registrazione.
Le musicassette sono così in circolazione in tutto il mondo; nel frattempo tutte le principali Case discografiche europee continuano ad immettere sul mercato un repertorio sempre più vasto inciso su musicassette. L'introduzione di impianti stereofonici per auto con cassette contribuirà ad incrementare ulteriormente le vendite di musicassette preregistrate.

Si svolgerà a Pescara, nei giorni 29 e 30 Novembre 1969 la IV edizione della Mostra Mercato del Radioamatore e Convegno degli OM. La modernissima e funzionale Sala Grande della Borsa Merci ospiterà le più note Ditte di materiale per radioamatori, quest'anno assai più numerose, ai cui tavoli si avvicenderanno centinaia di Radioamatori. Questi ultimi prenderanno parte anche al parallelo « Convegno degli OM » per discutere i numerosi problemi normativi e associativi che li riguardano.

Oltre all'estrazione a sorte di premi tra tutti gli intervenuti, sarà premiato il Radioamatore giunto dalla località più lontana, nonché la Sezione A.R.I. con il maggior numero di partecipanti. La Segreteria è a disposizione per ogni informazione: A.R.I. - Presso Centro ISES - Casella Postale 250 - 65100 PESCARA.

RADIO AMATORI

a cura di W. H. WILLIAMS

LA PORTATA DEI RADIOTELEFONI

Con l'impiego di alcune tabelle e l'introduzione di alcune semplificazioni si può conoscere a priori la portata reale e l'intensità del segnale ricevuto per una data potenza trasmessa.

I professionisti delle radiocomunicazioni sono oggi in grado di calcolare un collegamento radio fra due punti terrestri o spaziali con un errore massimo di pochi decibell.

Essi dispongono però di elementi e di mezzi di calcolo che non sono certamente alla portata di quei dilettanti che con i loro radiotelefoni desiderano solo sapere se riusciranno o meno a comunicare con una certa sicurezza. Tuttavia, se s'introducono alcune semplificazioni e si mantiene il problema entro determinati limiti, anche i non professionisti possono calcolare a priori la portata massima dei loro radiotelefoni o delle loro stazioni fisse o semoventi senza scomodare i calcolatori elettronici, le previsioni ionosferiche o risolvere equazioni di grado elevato.

La semplificazione più radicale che occorre introdurre è quella di presupporre che il radiocollegamento avvenga soltanto mediante onde dirette o diffratte, ma non con onde riflesse. Ciò coincide assai bene con la realtà nel caso di radiotelefoni o stazioni che trasmettono sui 144 MHz, mentre nel caso in cui si lavora sui 27 MHz si ha una propagazione più simile a quella delle onde corte che non a quella della VHF.

Sui 27 MHz, quindi, vi sarà in pratica la possibilità di coprire talvolta distanze maggiori di quelle calcolabili col metodo semplificato che illustreremo, se interven-

gono strati ionizzati riflettenti dell'alta atmosfera. Inoltre, quando si opera al livello del mare od in zone desertiche od innevate, si possono avere dei fenomeni speciali che aumentano la portata delle onde di superficie al di là del limite calcolato.

Tutto ciò per i nostri fini può però essere trascurato perché lo scopo propostoci è quello di sapere in anticipo, con sufficiente certezza e precisione, la massima portata copribile con assoluta sicurezza. Se poi in pratica ed in determinate condizioni favorevoli le distanze di collegamento risulteranno maggiori di quelle calcolate, tanto meglio anche se come ognuno potrà ben presto constatare le onde dirette sono quelle che forniscono sempre le maggiori garanzie di un sicuro regolare collegamento in qualsiasi condizione oraria e stagionale.

Vediamo ora di passare in rassegna, uno alla volta, quei fattori che come la frequenza, la curvatura terrestre, gli ostacoli interposti, ecc. decidono della possibilità di un collegamento.

Topografia

Prima di tutto occorre procurarsi una carta topografica della zona interessata, che abbia un rapporto di scala di 1 : 100.000 od 1 : 200.000 ed individuare l'ubicazione esatta dei punti A-B da collegare fra loro.

Poi, si rileva la distanza D che separa questi due punti.

Tutte le carte topografiche portano, segnato a margine, la « scala » in centimetri con cui sono state disegnate. Così 1 : 500.000 vuol dire che 1 cm sulla carta corrisponde a 500.000 cm (ossia a 5 km) sul terreno, mentre con la scala 1 : 200.000 1 cm equivale a 2 km.

La carta di fig 1 è in scala 1 : 200.000; pertanto, intecorrendo 10 cm fra A e B,

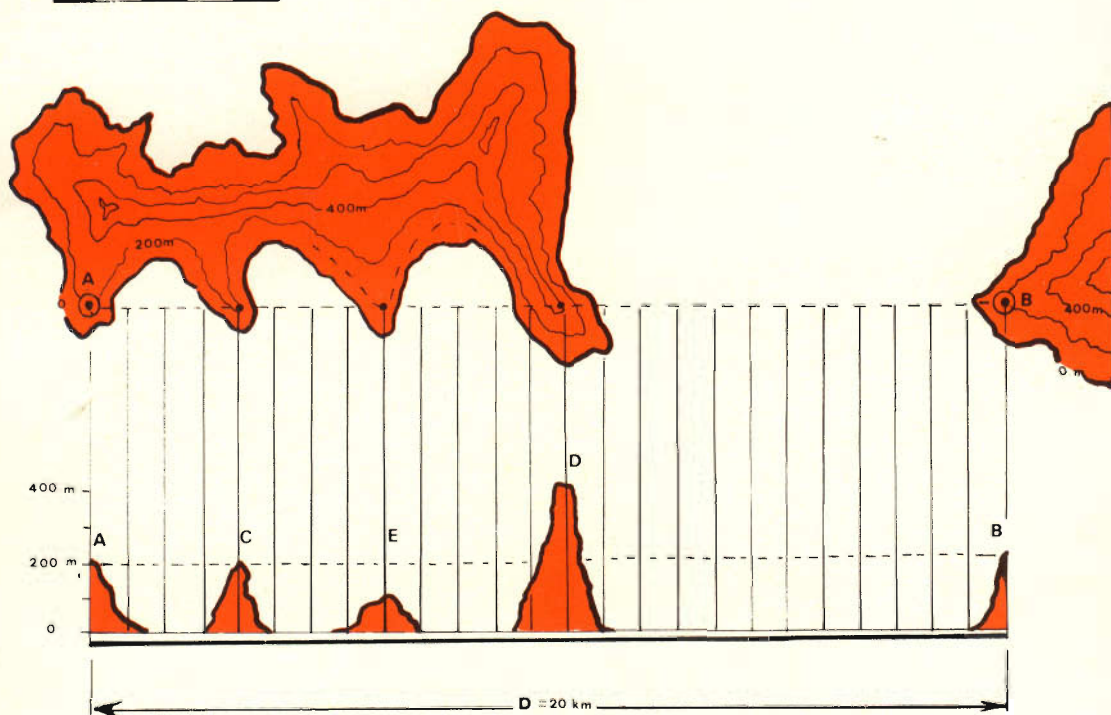



Fig. 1 - Topografia e profilo altimetrico della zona in cui deve avvenire il collegamento radio fra i punti A-B.

la distanza reale D « in linea d'aria » sul terreno è

$$D = 2 \text{ km} \times 10 \text{ cm} = 20 \text{ km}$$

Sempre dalla fig. 1, vediamo poi che fra A e B sono interposte delle alture e dei bracci di mare, di cui bisognerà tenere conto in quanto influiscono sulla propagazione. Si ricava allo scopo la cartina altimetrica del percorso. Mezzo secolo fa questa era un'operazione facile ed alla portata di tutti.

Infatti, anche il più modesto cartografo non tralasciava mai di contraddistinguere le pianure dalle colline e dalle montagne, racchiudendo tutti i punti aventi la stessa altitudine con curve di livello od isoipse.

Oggigiorno, grazie al « progresso », sono sparite le isoipse da quasi tutte le carte topografiche per cui la maggiore difficoltà risiede nel rintracciare qualche carta ancora provvista di tutte le curve di livello.

Si convertono poi quest'ultime, per semplice proiezione grafica, nel profilo altimetrico come appunto è stato fatto in basso nella fig. 1.

Si vede così che le stazioni A-B sono entrambe situate a 200 m sul livello del suolo, ma s'interpongono fra loro tre ostacoli che abbiamo indicato C-E-D e che sono alti rispettivamente 200, 100 e 400 m.

Curvatura terrestre

Prima di dare inizio al calcolo vero e proprio, se si vogliono fare le cose per bene, occorre tener conto della curvatura della superficie terrestre per vedere se questa influisce sull'attenuazione oppure se può essere trascurata. Infatti, l'attenuazione totale che subisce un segnale radio che vada direttamente da A a B, o viceversa, è la somma algebrica dei seguenti fattori:

$$Z_t = Z_1 + Z_2 + Z_3 - G \qquad (1)$$

dove:

Z_t = attenuazione totale del segnale

Z_1 = attenuazione dovuta alla rotondità terrestre

Z_2 = attenuazione dovuta agli ostacoli (montagne, case, ecc.)

Z_3 = attenuazione dovuta alla sola distanza

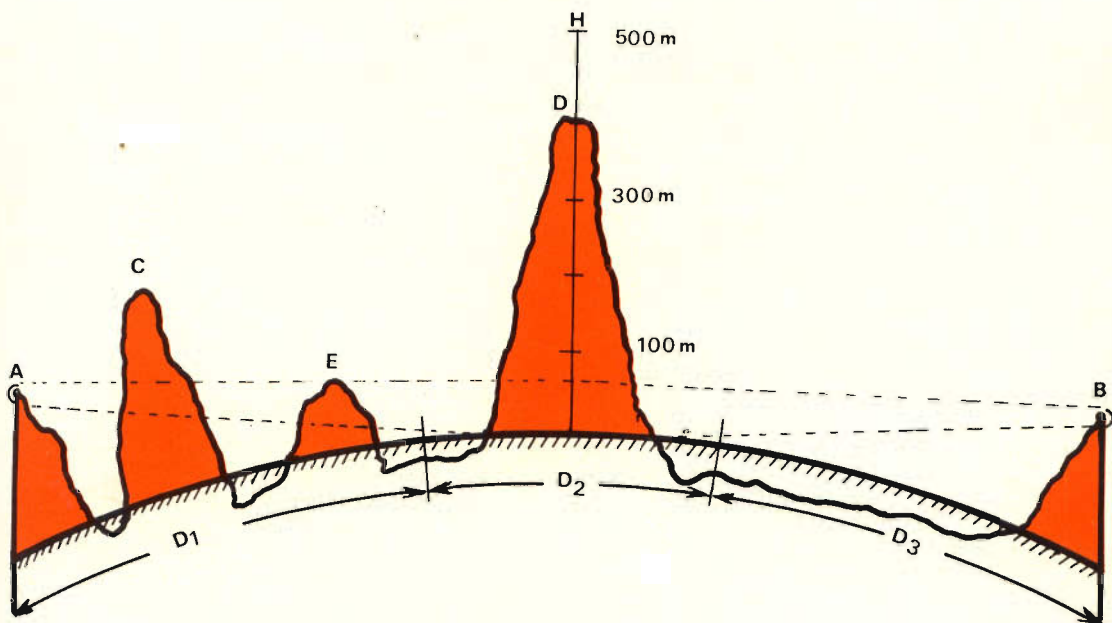



Fig. 2 - Elissoide di propagazione fra le stazioni A-B, utile per il calcolo dell'attenuazione dovuta alla curvatura terrestre.

G = somma algebrica del guadagno dell'antenna ricevente e di quella trasmittente.

N. B. - Tutti i valori sono espressi in decibell.

La rotondità della superficie terrestre si fa avvertire in modo crescente all'aumentare della distanza di comunicazione ed interessa particolarmente la buona riuscita dei collegamenti effettuati in pianura o sul mare.

Inoltre il « fascio » di onde che collega le stazioni fra loro non è assimilabile ad una retta, ma bensì ad un ellissoide, come visibile nella fig. 2, ossia ad un ellisse che è stato fatto ruotare su se stesso.

Per costruirlo graficamente si prende la distanza D fra le stazioni, come asse maggiore, ed M come asse minore. Gli estremi arrotondati hanno per raggio un quarto d'onda, ossia praticamente coincidono con le antenne, mentre il valore di M lo si ricava dalla Tab. 1 di cui si ha che per D = 20 km, M = 210 m se si lavora sui 144 MHz, mentre M = 462 m per 27 MHz.

TAB. 1 - VALORE DELL'ASSE MINORE M IN FUNZIONE DELLA DISTANZA D, PER f = 144 MHz

D (km)	M (m)	D (km)	M (m)
1	56	15	180
2	70	20	210
3	88	30	240
4	100	40	288
5	116	50	336
6	120	60	360
7	128	70	390
8	140	80	400
10	156	90	410
		100	440
		200	600

N.B. - Moltiplicando i valori di M per 2,2 si hanno i dati validi per f = 27 MHz.

Supponendo di lavorare solo sui 144 MHz, in fig. 2 la curvatura terrestre interferisce con l'ellissoide di propagazione utile nel tratto D2, per cui possiamo considerare scomposta la distanza originaria di collegamento D, in 3 parti dell'orizzonte radioelettrico: D1, D2 e D3 il cui rispettivo valore può essere ricavato dalla Tab. 2 e con l'aiuto della seguente relazione che può dare un valore di D2 positivo o negativo:

$$D2 = D - (D1 + D3) \quad (2)$$

Proseguendo, vediamo che A e B si trovano entrambi ad un'altezza di 200 m sul livello del mare; quindi H1 = H2 = 200 a cui corrisponde D1 = D3 = 60 km.

Per la (2) si ha quindi:

$$D2 = 20 - (60 + 60) = -100 \text{ km}$$

Come già accennato è possibile che D2 dia un risultato negativo.

Infatti, calcolato che le distanze radio-

elettriche D1 = 60 km, D2 = — 100 km e D3 = 60 km, con le Tab. 3 e 4 è possibile conoscere l'attenuazione Z_1 dovuta alla curvatura terrestre.

Infatti da queste, per f = 144 MHz, si ha:

per D1 = 60 km, AD1 = 18,7 dB;

D3 essendo uguale a D1, AD3 = 3,4 dB;

D2 = 100 km, AD2 = — 33 dB.

TAB. 2 - DISTANZE DI PROPAGAZIONE LIBERA D1 O D3 IN FUNZIONE DELLE ALTEZZE H1, H2 DEI PUNTI A-B

H1 o H2 (m)	D1 o D3 (km)	H1 o H2 (m)	D1 o D3 (km)
A.U.	4,8	—	—
3	7	50	30
4	8	100	40
5	9	200	60
10	13	300	70
20	18	500	90
30	22	1000	120
40	24	1500	300

N.B. - Valori validi sia per 144 che per 27 MHz.
Si noti che nella TAB. 2, l'altezza A.U. va intesa come « Altezza d'Uomo » e va usata quando, stando in posizione eretta, si usano radiotelefoni.

TAB. 3 - VALORI DELLE ATTENUAZIONI AD1 ED AD3 RELATIVE ALLE DISTANZE D1 E D3

D1 e D3	AD1 (dB)		AD3 (dB)	
	(144 MHz)	(27 MHz)	(144 MHz)	(27 MHz)
7	30	—	25	—
10	26	31	18,5	26
15	22,5	26	13,2	19,8
20	20,5	24	10	15,5
30	18,7	21	6,1	10,8
40	18,5	19,2	4,7	7,5
50	18,6	18,6	3,5	6
60	18,7	18,5	3,4	4,8
100	19,3	18,9	1,8	3
144	20,2	19,2	1	1,9

TAB. 4 - VALORI DELL'ATTENUAZIONE AD2 IN FUNZIONE DELLA DISTANZA D2

D2 (km)	AD2 (dB)	
	(144 MHz)	(27 MHz)
6,5	2	—
10	3,2	1,9
20	6,8	4
30	10,3	6
50	17	10
100	33	22
150	40	35
200	88	50

(Si noti il segno « meno »; infatti AD2 assume sempre lo stesso segno di D2 e se quest'ultimo è negativo lo è, come in questo caso, anche l'attenuazione AD2).

L'attenuazione Z1, data dalla curvatura terrestre, è la somma algebrica:

$$Z1 = AD1 + AD3 \pm AD2 \qquad (3)$$

e nel caso in esempio:

$$Z1 = 18{,}7 \text{ dB} + 3{,}4 \text{ dB} - 33 \text{ dB}$$

ossia:

$$Z1 = +22{,}1 \text{ dB} - 33 \text{ dB} = -10{,}9 \text{ dB}.$$

L'attenuazione introdotta dalla curvatura della terra, data la notevole altezza delle stazioni A e B (200 m sul livello del mare) e la ridotta distanza di collegamento (20 km) è quindi trascurabile.

Attenuazione da ostacoli

Passiamo quindi a calcolare il secondo termine che interviene nell'attenuazione totale Z_t della formula (1), ossia Z_2, che è dovuto all'effetto schermante di colline, montagne, agglomerati urbani ed eventuali alti edifici che si trovino sul cammino delle radioonde.

Affinché tali ostacoli vengano presi in considerazione, occorre che dal grafico altimetrico che si sarà costruito appaia chiaro che interferiscono con una parte qualsiasi dell'ellissoide di propagazione.

Ad es.: nella fig. 2, si vede che le alture C-E-D hanno una influenza schermante e quindi non possono essere trascurate.

Introducendo la semplificazione che l'ostacolo sia assimilabile ad una massa a fianchi ripidi, l'attenuazione Z2 introdotta può essere ricavata dalla Tab. 5.

TAB. 5 - ATTENUAZIONE Z2 DOVUTA AD OSTACOLI INTERPOSTI

Rapporto K	Z2 (dB)
— 0,4	1
— 0,2	3
0	6
+ 0,2	7
+ 0,4	11
+ 0,5	12
+ 0,6	13
+ 0,8	14,2
+ 1,0	16
+ 1,2	17,5
+ 1,4	18,4
+ 1,5	18,5
+ 1,6	20
+ 1,8	21
+ 2,0	22
+ 2,5	24
+ 3,0	25
+ 3,5	26,5
+ 4,0	28

Il rapporto K, come si deduce dalla fig. 3, è dato da:

$$K = N1/N2 \qquad (4)$$

e può fornire un risultato anche inferiore allo zero.

Quando l'ostacolo impedisce la visibilità diretta fra A e B sono ancora possibili le radiocomunicazioni, in quanto interviene il fenomeno di diffrazione. Nel caso della fig. 2, più ostacoli si susseguono e l'attenuazione complessiva può essere considerata come la media

$$Z_o = \frac{Z1 + Z2 + Z3 + ...Zn}{1,2} \quad (5)$$

Gli ostacoli C-E-D danno rispettivamente i seguenti rapporti K (Tab. 5):

(altura C): K = 120/80 = + 1,5;
quindi Z2C = 18,5 dB
(altura E): K = 50/105 = + 0,5;
quindi Z2E = 12 dB

(altura D): K = 295/105 = + 2,9;
quindi ZED = 25 dB.

Complessivamente, per la (5), l'attenuazione Z2 complessiva dovuta agli ostacoli di fig. 2 è:

$$Z2 = \frac{18,5 + 12 + 25}{1,2} = 46,2 \text{ dB}$$

Propagazione e guadagno antenne

L'attenuazione dovuta alla propagazione nello spazio libero si effettua rapidamente servendosi dei dati riportati nella Tab. 6.

TAB. 6 - ATTENUAZIONE Z3 DEL RADIOSEGNALE IN FUNZIONE DELLA DISTANZA D (PER 144 MHz)

D (km)	Z3 (dB)
1	81
2	82,5
3	85
4	87
5	90
10	95
20	102
30	105
50	110
100	117
200	124
300	126
500	130
1000	137

N.B. - Per ottenere l'attenuazione per f = 27 MHz, moltiplicare Z3 per 0,87.

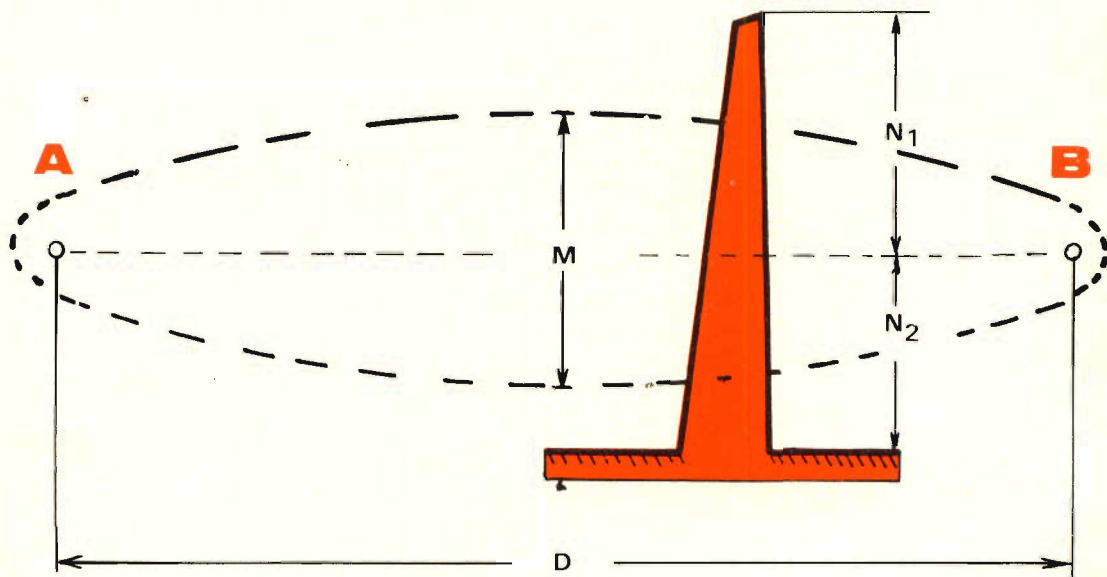



Fig. 3 - Attenuazione supplementare introdotta da un ostacolo in funzione del suo fattore d'impedimento K = N1/N2.

Per una distanza D di 20 km, Z3 = 102 dB a 144 MHz; sarebbero stati solo 88,74 dB trasmettendo su 27 MHz.

Per quanto concerne invece il guadagno delle antenne riceventi e trasmittenti, se non si possiedono dati sicuri è bene andare molto cauti nella stima.

Supponendo che l'antenna trasmittente abbia un guadagno di + 6 dB, mentre quella ricevente abbia un guadagno di 2,2 dB, si ha:

$$G = 6 + 2,2 = 8,2 \text{ dB}$$

Attenuazione totale

Noti così tutti i termini, nel caso in esempio risultando trascurabile l'attenuazione Z1 dovuta alla rotondità terrestre, si ottiene l'attenuazione totale Zt dalla (4), come segue:

$$Zt = Z2 + Z3 - G = 46,2 + 102 - 8,2 = 140 \text{ dB}$$

Conclusione

Per coprire con sicurezza la distanza intercorrente fra i due punti A e B delle figg. 1-2, occorrono dunque degli apparati ricetrasmittenti capaci di compensare una attenuazione di 140 dB.

Poiché con resistente d'entrata e di uscita di 50 Ω, si ha un segnale di 1 μV in uscita con 1 W di entrata se l'attenuazione è di 137 dB, procedendo per semplice rapporto è possibile conoscere a priori quale potenza deve irradiare la trasmittente, affinché giunga un segnale standard di almeno 1 μV al ricevitore.

Desiderando segnali più robusti in ricezione, converrà ricordare che, sempre restando ferma la potenza trasmessa di 1 W, occorre che l'attenuazione complessiva sia di soli 117 dB per avere 10 μV e di soli 104 dB per ricevere segnali di 50 μV.

Così, nel caso preso ad esempio, poiché l'attenuazione totale Zt era di 140 dB, se la trasmittente usata fosse stata di 1 W un collegamento sicuro non sarebbe stato possibile perché il segnale ricevuto sarebbe stato di soli 0,7 μV.

Pertanto, possiamo servirsi della Tab. 7 per calcolare la potenza occorrente in trasmissione, affinché venga ricevuto un segnale di almeno 1 μV (su 50 Ω).

TAB. 7 - POTENZA NECESSARIA IN TRASMISSIONE, AFFINCHE' SIA RICEVUTO UN SEGNALE DI ALMENO 1 μV

Attenuazione Zt (dB)	Potenza trasmessa (W)
117	0,01
127	0,1
134	0,5
137	1
139	2
141	3
143	4
145	5
147	10

Si vede che con 3 W d'antenna) in trasmissione si ottiene lo scopo e quindi possiamo risolvere il problema posto dal caso della fig. 1, precisando che con meno di 3 W d'antenna non è possibile avere almeno 1 μV di segnale in ricezione e quindi un minimo di sicurezza di collegamento in zona totalmente esente da disturbi.

Per conoscere, invece, data una determinata potenza ed attenuazione, l'intensità con cui giungerà in genere il segnale, ci si può servire della Tab. 8.

Si vede da questa che con 10 W in tra-

TAB. 8 - INTENSITA' DEL SEGNALE RICEVUTO S, IN FUNZIONE DELLA ATTENUAZIONE Zt O DELLA POTENZA TRASMESSA P

S (µV)	Zt (dB)	P (W)
0,08	157	0,01
0,3	147	0,1
0,7	140	0,5
1,0	137	1
1,5	135	2
1,8	133	3
2,0	131	4
2,8	129	5
3,0	127	10
10	117	140

smissione, il segnale in ricezione non scende mai al disotto di 3 µV, mentre un ulteriore aumento di potenza comporta solo dei relativamente piccoli miglioramenti del segnale ricevuto.

Come già accennato all'inizio, questi dati sono il frutto di drastiche semplificazioni che sono state introdotte per poter ottenere delle previsioni sulla portata, impiengando dei mezzi molto semplici, per cui è normale che, specie lavorando sui 27 MHz, si noti in pratica qualche differenza rispetto alla realtà, specie operando in zone topograficamente diverse da quella della fig. 1.

BIBLIOGRAFIA

SELEZIONE RADIO-TV: n. 8, 1968

QST: n. 8, 1968

LE HAUT PARLEUR: n. 1207, 1969

THE RADIO AMATEURS HANDBOOK: ediz. 1969

AD OGNI AUTOMEZZO LA SUA AUTORADIO

Le nuove creazioni Magneti Marelli nel campo delle autoradio rispecchiano gli indirizzi tecnici più moderni che non sono fini a se stessi, ma parte di una tecnologia in rapida evoluzione. Gli studi fatti per un apparecchio servono infatti non solo per migliorare tutta la gamma dei prodotti ma per trovare nuove applicazioni dei prodotti stessi. In questo articolo oltre a presentare l'autoradio Radiomarelli per la Fiat 130 si illustra appunto il risultato pratico di questo concetto: l'autoradio per trattori.

UN'AUTORADIO D'AVANGUARDIA PER L'AMMIRAGLIA DELLA FIAT

I 2860 cc di cilindrata, la ricchezza delle finiture, la varietà degli optionals affidano incontestabilmente alla nuova FIAT 130 il ruolo di ammiraglia fra le berline costruite in Italia. Un analogo ruolo spetta, altrettanto incontestabilmente, alla nuova autoradio Radiomarelli AR 130. Quali sono le peculiarità che fanno dell'ultima nata della fabbrica milanese una realizzazione degna di nota? Per prima cosa l'estetica: per la prima volta nella storia dell'autoradio questa viene inserita nel cruscotto portastrumenti e ne diventa parte integrante. La scala parlante, con indice ad orologio e due spie per indicare la gamma di funzionamento, ripete infatti lo stile degli strumenti. Poi la comodità di regolazione: montata vicinissima al guidatore l'AR 130 è veramente a portata di mano, ed anche di piede, grazie al telecomando a pedale per la

ricerca della stazione preferita. Tornando all'AR 130 dobbiamo dare un doveroso ragguaglio alla competenza di chi ci legge per elencare quelle definizioni tecniche che sono la sintesi della qualità del prodotto. A voi quindi giudicare.

— Sintonia elettronica e permeabilità variabile per OM ed a varicap per MF
— Onde medie e modulazione di frequenza
— Regolazione di sensibilità: tasto per stazioni lontane - vicine
— Regolazione del tono a pulsante
— Presa fono per giranastri e mangiadischi
— Possibilità di variare l'impedenza di uscita per inserire uno o due autoparlanti
— Potenza di uscita: 8 W

Possiamo anticipare il vostro parere?
L'AR 130 è un'autoradio fuori dal comune, come l'automobile insieme alla quale è nata, un'autoradio che dà prestigio a chi la possiede, a chi la vende, a chi la realizza.

COLTIVARE A SUON DI MUSICA

Come detto nella presentazione dell'articolo, la Magneti Marelli, seguendo una politica che tende a dare ad ogni veicolo la « sua » autoradio è attivamente impegnata a creare apparecchi che soddisfino alle specifiche esigenze di ogni automezzo, nessuno escluso. Ne è una riprova la nascita, accanto ad una autoradio di prestigio quale l'AR 130, di un apparecchio destinato ad un tipo di veicolo per il quale finora l'autoradio era pura fantasia: il trattore.
L'apparecchio si differenzia da una normale autoradio almeno quanto un trattore si differenzia da una vettura: esso è a perfetta tenuta stagna e può perciò sfidare qualsiasi intemperia, polvere o fertilizzante chimico.
La realizzazione di un involucro a tenuta stagna ha fatto nascere un grosso problema: come far uscire il suono prodotto da un altoparlante chiuso dentro l'involucro. La soluzione è stata brillante: invece di un comune altoparlante si è utilizzata una tromba di tipo esponenziale. E questa soluzione ha contribuito anche a dare all'apparecchio un'altra delle caratteristiche richieste dal particolare uso a cui è destinato, e cioè l'elevata potenza di uscita necessaria per vincere la rumorosità propria dei trattori.
Assolutamente necessario è stato anche fornire l'autoradio di sospensioni elastiche anti-vibrazione, poichè andare su un trattore non è proprio come « camminare sul velluto ».
Dopo le caratteristiche « fuori dal normale » ecco le altre caratteristiche tecniche, normali ma di certo a pari livello con le prime:

— Sintonia manuale a permeabilità variabile
— Onde medie da 525 kHz a 1620 kHz
— Potenza d'uscita: 5 W (che si possono però facilmente « tirare » fino a 7 W).

L'apparecchio è stato presentato, montato su trattore OM alla Fiera Internazionale dell'Agricoltura di Verona, e data la novità, le ottime prestazioni e la simpaticissima presentazione-estetica — il colore dell'involucro è rosso vivo e giallo-trattore, tanto per restare in argomento — ha avuto un'accoglienza entusiastica.
« Coltivare a suon di musica » sarà quindi un altro degli imperativi della moderna era elettronica.
E non solo coltivare se si pensa che la nuova autoradio è l'ideale per qualsiasi veicolo industriale, per qualsiasi montaggio « al limite » che richieda un'eccezionale sicurezza di funzionamento, quella garantita dalla « Qualità RADIOMARELLI ».

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

ALIMENTATORE DI RETE A 4 TENSIONI DI USCITA REGOLATE E STABILIZZATE

Anche se abbiamo riportato già diversi circuiti alimentatori di rete, vogliamo presentare anche questo circuito perché ci sembra particolarmente interessante per la sua semplicità e facilità di costruzione.

Come tutti avranno notato la maggior parte delle persone che posseggono un apparecchio portatile, impiegano per la sua alimentazione delle batterie, anche se questo comporta una spesa non indifferente se l'apparecchio viene usato di frequente dove magari è disponibile una presa di rete.

Per convincerci meglio dell'elevato costo del funzionamento a pila, si potrebbe fare un piccolo conto di confronto fra il costo delle pile e la spesa per la costruzione di un alimentatore di rete, noi l'abbiamo fatto e vi assicuriamo che la bilancia pende senz'altro a favore dell'alimentatore. Oltre al costo, l'alimentatore è da preferire anche per il fatto che in uscita presenta sempre una tensione di valore costante. In effetti qualunque sia la resistenza interna di un apparecchio a transistor, in modo particolare quando questo è fornito di un amplificatore, essa varia in modo considerevole, in funzione del consumo, e anche in funzione della potenza d'uscita.

Questa condizione si può verificare dal seguente calcolo: si abbia per esempio un apparecchio a transistor alimentato a 9 V il quale possa erogare una potenza sonora di 1 W. Si avrà:

— consumo con l'apparecchio avente il potenziometro di volume al minimo: 20 mA, la resistenza interna è di 9 V/0,020 A = 450 Ω;

— consumo con il potenziometro di volume al massimo: 1 W/9 V = 111 mA, la resistenza interna è di 9 V/0,111 A = 81 Ω.

Il solo metodo per evitare che questa differenza di resistenza interna dell'apparecchio utilizzato si traduca in una variazione di tensione ai capi dell'alimentatore è quella di progettare un alimentatore la cui resistenza interna sia molto bassa, vale a dire di qualche ohm.

Un alimentatore stabilizzato e regolabile equipaggiato di diodi zener e di un transistor di potenza, risponde a queste necessità, a condizione di non avere a che fare con delle resistenze di caduta quando si desidera una tensione diversa da quella del diodo zener come si può avere

qualche volta, quando la regolazione non è più valida.

Un altro fattore molto importante è il filtraggio, infatti il ronzìo che si produce quando il filtraggio è insufficiente è molto fastidioso. Tuttavia non si pone alcun problema serio poiché si trovano dei condensatori chimici di valore elevato (500 - 1000 μF) a prezzi abbastanza bassi e il cui ingombro limitato ne permette l'impiego negli alimentatori di piccole dimensioni.

L'alimentatore che stiamo per descrivere riunisce tutti i vantaggi che abbiamo citato e allo stesso tempo ne sopprime gli inconvenienti.

Descrizione del circuito

La bassa tensione è fornita da un trasformatore di rete che abbassa la tensione da 220 V a 180 V. Un gioco di diodi zener, selezionati da un commutatore a quattro posizioni permette la scelta fra quattro diverse tensioni. Sullo schema

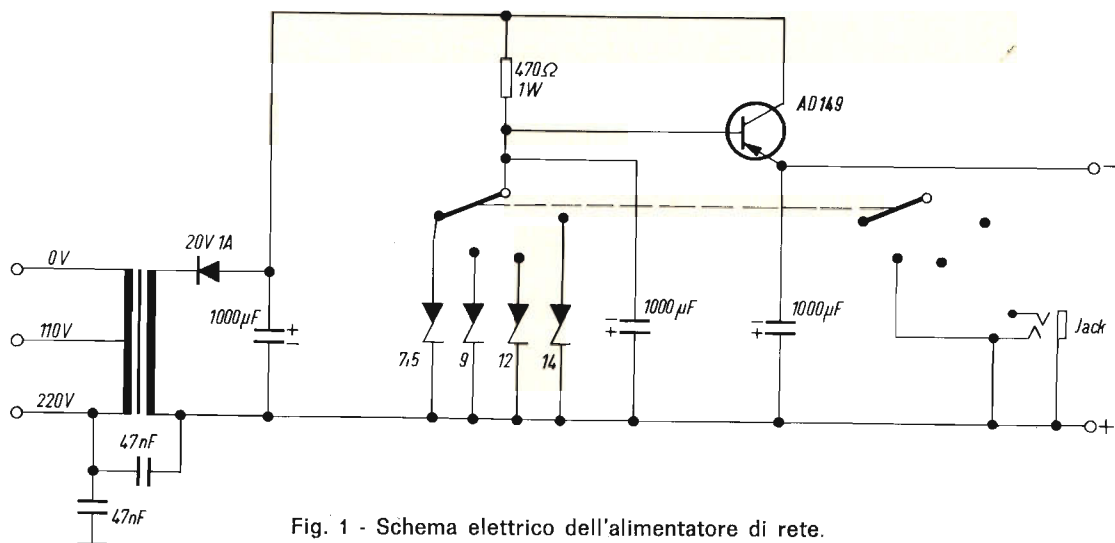



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore di rete.

abbiamo segnato: 7,5 - 9 - 12 e 14 V ma questo potrà variare a seconda dei diodi zener utilizzati. La regolazione è ottenuta con il passaggio attraverso un transistor di potenza di tipo AD 149. Questo transistor viene fissato sulla parete posteriore del contenitore in modo da assicurare il suo raffreddamento. Si deve notare che il contenitore di questo transistor (elettrodo del collettore) deve essere isolato da una rondella di mica e da tubetti isolanti. L'uscita a bassa tensione continua si effettua con dei fili rispettivamente rosso per il positivo e nero per il negativo. Il collegamento può essere fatto per mezzo di comuni banane, mentre per l'uscita a 9 V che è la più usata si potrà usare un jack miniatura, questo eviterà anche eventuali errori di collegamento a tensioni più elevate.

L'uscita del trasformatore è collegata da una parte a un condensatore da 47 nF alla massa del telaio, mentre un altro condensatore da 47 nF è collegato dal contatto a 220 V del primario del trasformatore al catodo del diodo raddrizzatore.

L'anodo di questo diodo è collegato a un condensatore da 1000 μF di cui l'altra estremità va al polo positivo e al collettore del transistor AD 149. Una resistenza di 470 Ω — 1 W, ± 5% collega il collettore alla base. La base va a un condensatore da 1000 μF collegata al polo positivo, oltre che al cursore di uno dei circuiti del commutatore. Ciascun capo di questo circuito va al suo diodo zener rispettivo, l'altro capo di questi diodi va collegato al polo positivo.

L'uscita (lato negativo) si fa sull'emettitore del transistor. Un terzo condensatore da 1000 μF collega questo emettitore al polo positivo. Il jack è collegato utilizzando il secondo circuito del commutatore di modo che non sia alimentato che quando questo commutatore è sulla posizione 9 V.

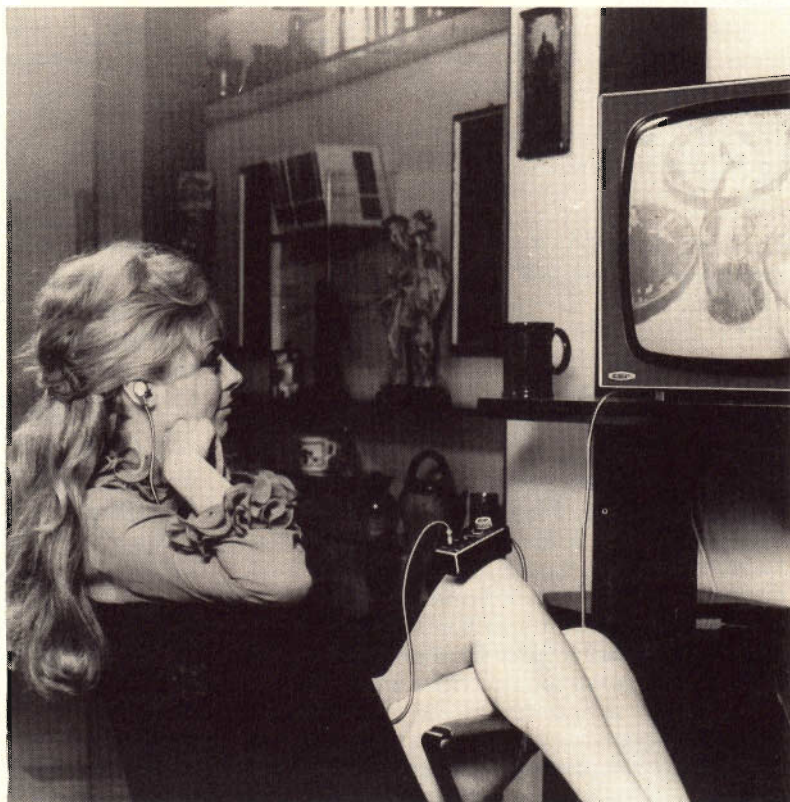
Cablaggio

Il cablaggio si effettuerà una volta che tutti i componenti sono stati fissati sul telaio. La lunghezza dei collegamenti non ha grande importanza.

Consigliamo di montare l'alimentatore in un contenitore metallico e di mettere sul pannello frontale, l'interruttore di accensione con una piccola spia luminosa, il commutatore per la scelta della tensione desiderata e le prese di uscita.

Quando l'alimentatore è interamente cablato e controllato, si metterà il commutatore di tensione sulla posizione voluta e l'alimentatore sarà pronto a funzionare.

CADUTA DI TENSIONE					
9 V	—	0,3 V	—	0,4 V	0,5 V
12 V	—	0,3 V	—	0,4 V	0,6 V
14 V	—	0,4 V	—	0,5 V	
16 V	—	0,6 V	—	2 V	
mA	100	200	300	400	500

(Da « Le Haut-Parleur » 1198)

Installazioni di altoparlanti stereo e monofonici

ALTA FEDELTA'

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sulla installazione degli altoparlanti sia in apparecchiature monoaurali che stereofoniche. Nell'articolo vengono riportati alcuni esempi pratici di installazioni nei vari ambienti d'ascolto.

Ci sono due tipi di installazioni per la riproduzione sonora, stereo e monofonica.

Nella installazione monofonica, tutti gli strumenti rendono lo stesso suono (fig. 1), mentre nella installazione stereofonica, il suono proveniente dagli strumenti può essere diverso per ogni lato (fig. 2).

Entrambi questi sistemi sono illustrati in fig. 3, in a) quello monofonico e in b) quello stereofonico. Una unità generatrice di suono monofonico chiamata anche pick-up, genera solamente una tensione; questa viene mandata all'ingresso dell'amplificatore monofonico e amplificata; di conseguenza gli altoparlanti collegati a questo amplificatore riceveranno tutti lo stesso segnale.

Una unità generatrice progettata per l'impiego stereofonico, fornisce generalmente due tensioni diverse che vengono inviate all'amplificatore stereofonico, formato in effetti da due amplificatori monofonici, e quindi inviate agli altoparlanti. Siccome le tensioni inviate agli altoparlanti possono differire fra di loro, queste giungeranno differite anche agli altoparlanti. Sulla fig. 4 sono state riportate le

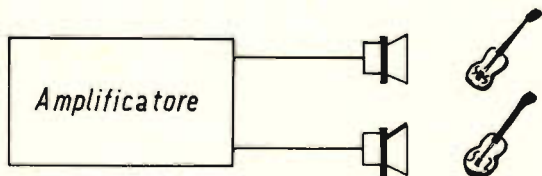



Fig. 1 - Rappresentazione simbolica di un amplificatore monofonico.

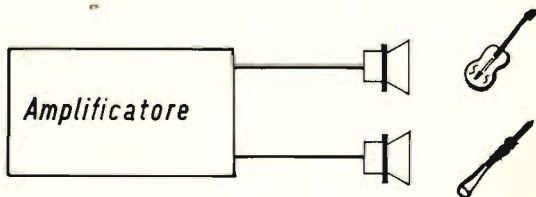



Fig. 2 - Rappresentazione simbolica di un amplificatore stereofonico.

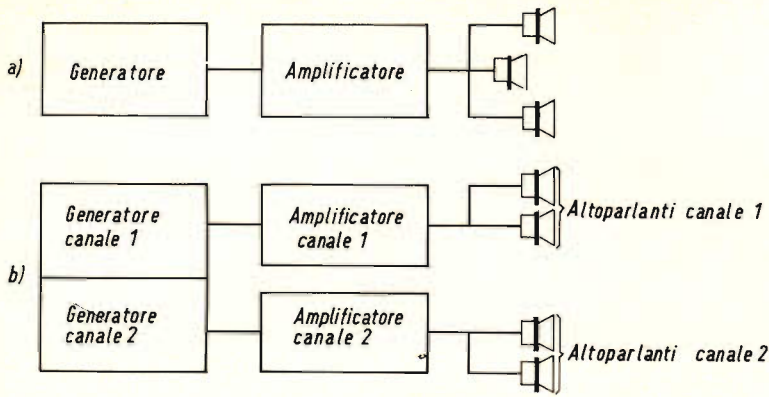



Fig. 3 - Schemi a blocchi di una installazione monofonica (a) e stereofonica (b).

diverse tensioni che si possono avere nelle installazioni mono e stereofoniche.

Vediamo ora come sistemare gli altoparlanti per ottenere i risultati migliori.

Sistemazione degli altoparlanti per installazioni stereofoniche

Per avere una riproduzione stereofonica, gli altoparlanti dovrebbero essere posti in modo tale che le proprietà particolari di questo sistema vengano sfruttate al massimo. Il primo requisito necessario per la riproduzione stereofonica è che essa dovrebbe dare un effetto sonoro accurato della localizzazione degli strumenti in una orchestra, senza « buchi » troppo accentuati. In questo modo, pur avendo un carattere « localizzato », per esempio mettendo ogni strumento nella sua posizione, si deve avere un effetto sonoro continuo.

Per aiutare questa localizzazione, è anche necessario che le proprietà acustiche della sala da concerto, come riflessioni e tempi di eco, vengano riprodotte anche dal disco.

Diversamente dalle installazioni monofoniche, dove i tweeter vengono usati per la riproduzione degli acuti, questa specie di riproduzione è fuori questione per gli impianti stereofonici, in quanto l'effetto stereofonico verrebbe falsato.

La riproduzione stereofonica è un sistema per mezzo del quale il suono

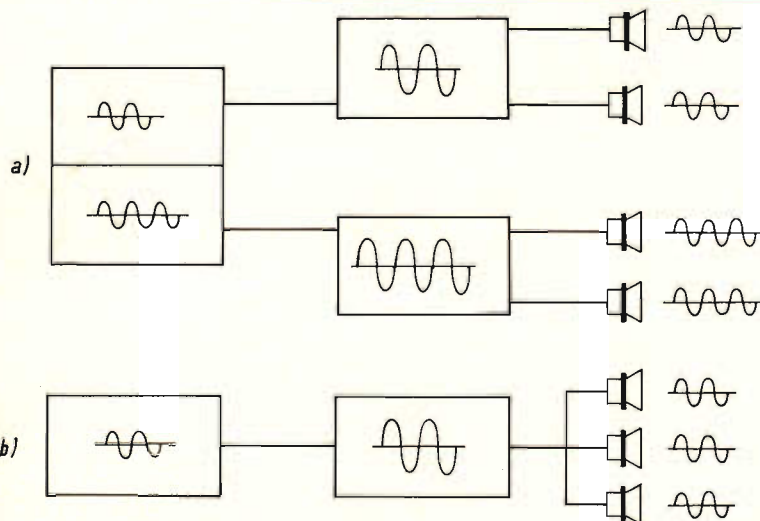



Fig. 4 - Forme d'onda delle tensioni in una installazione mono (a) e stereofonica (b).

viene reso come se venisse diffuso da una vasta sorgente. Sarebbe ridicolo voler introdurre una completa sala da concerto in un normale salotto di piccole dimensioni, quindi il suono viene registrato in modo tale da tener conto di queste differenze di proporzioni. Perciò gli altoparlanti, in una installazione stereofonica, dovrebbero essere posti a circa 3 metri l'uno dall'altro per ottenere una riproduzione soddisfacente dell'effetto sonoro originale.

Naturalmente, la posizione degli altoparlanti in un impianto stereofonico varierà secondo le dimensioni e la forma della sala. Mentre l'effetto sonoro dipende in massima parte dalla distanza fra gli altoparlanti; vedremo ora alcuni metodi di sistemazione in ambienti di varie dimensioni.

Ambienti grandi

La distanza fra gli altoparlanti e la parete frontale è notevole e quindi la riflessione diretta viene ridotta al minimo, in modo che l'effetto sonoro sarà determinato quasi solamente dalla direzione degli assi degli altoparlanti stessi. Il punto di intersezione di questi assi, chiamati assi di radiazione, è di circa 1,5 metri sulla parte frontale degli ascoltatori. La posizione di questo punto C può essere spostata lungo la linea DE variando gli angoli fra gli assi di irradiazione α e β, in modo da permettere che l'effetto sonoro varî secondo le proprietà acustiche della stanza. Questi arrangiamenti vengono mostrati in fig. 5 nella quale la superficie tratteggiata F-G-K-H rappresenta la parte della stanza dove si ottiene l'impressione stereofonica migliore, questa può includere fino al 70 % dello spazio disponibile.

Fig. 5 - Effetto del suono stereofonico in un ambiente grande.

Ambienti di dimensioni medie

In questo tipo di camere, la distanza A avrà lo stesso valore o anche un valore minore di B. Qui, la riflessione dalle pareti può portare una notevole quantità di rumori, ma può anche essere ridotta applicando dei pannelli di materiale assorbente nelle immediate vicinanze degli altoparlanti oppure variando l'angolazione delle cassette degli altoparlanti in modo che irradino in un'altra direzione. La figura 6 riporta l'arrangiamento degli altoparlanti, la superficie tratteggiata F-G-H-K sta ad indicare la zona dove si ottiene il migliore effetto stereofonico.

Ambienti di piccole dimensioni

Questa categoria comprende camere dove A è molto minore di B. Se gli alto-

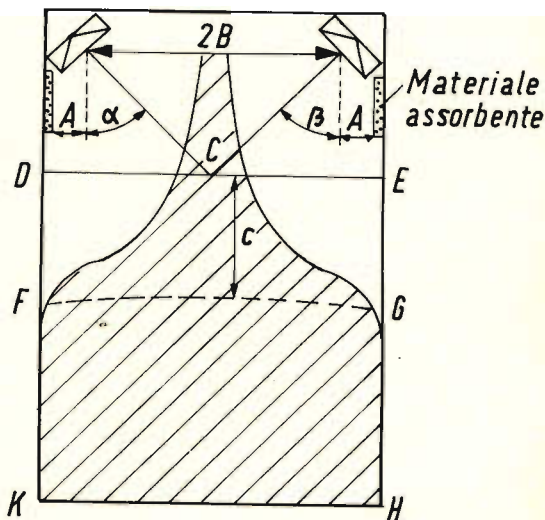



Fig. 6 - Effetto del suono stereofonico in un ambiente di dimensioni medie.

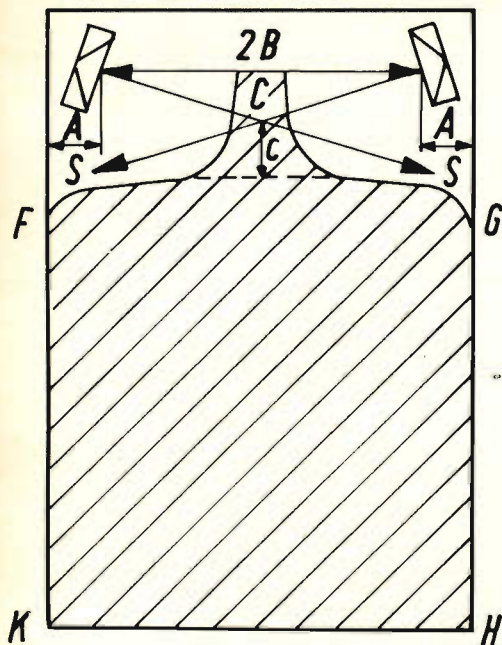



Fig. 7 - Effetto del suono stereofonico in un ambiente di dimensioni piccole.

parlanti sono posti agli angoli della stanza, la base sonora non sarà minore di 1,5 metri, misura questa che è troppo piccola per una appropriata riproduzione stereofonica. Poiché la differenza di tempo fra il segnale originale e quello riflesso è impercettibile a causa delle piccole dimensioni della stanza, le riflessioni dirette possono essere usate per ampliare la base sonora. La parte che ora serve come riflettore sonoro, deve quindi essere coperta con un materiale che rifletta la quantità di suono maggiore possibile.

La più ampia irradiazione così prodotta e l'immaginaria base sonora danno un effettivo effetto stereofonico che copre circa il 50 % dell'area totale (superficie tratteggiata di fig. 7).

Diversi altoparlanti

Un effetto stereofonico migliore si può ottenere usando diversi altoparlanti, per esempio due woofer, due altoparlanti medi e due tweeters, sebbene i problemi

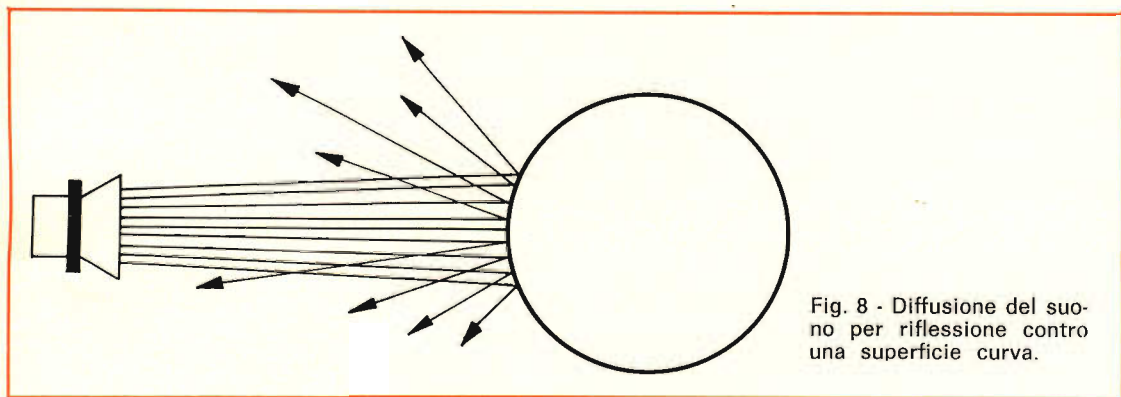



Fig. 8 - Diffusione del suono per riflessione contro una superficie curva.

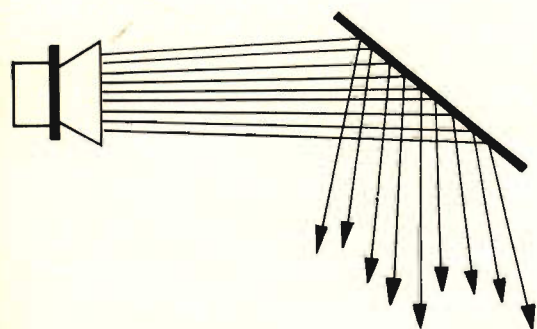



Fig. 9 - Diffusione per riflessione su una superficie piana.

inerenti a questo arrangiamento siano piuttosto complessi per essere spiegati in termini generali.

Sistemi di altoparlanti per riproduzione monofonica

Quando si impiegano altoparlanti per riproduzione monofonica, è importante sapere come si ottiene un effetto stereofonico. Il termine suono 'diffuso' è già stato riportato in precedenza ed è il fattore più importante per gli scopi generali. Esso si può ottenere con diversi metodi

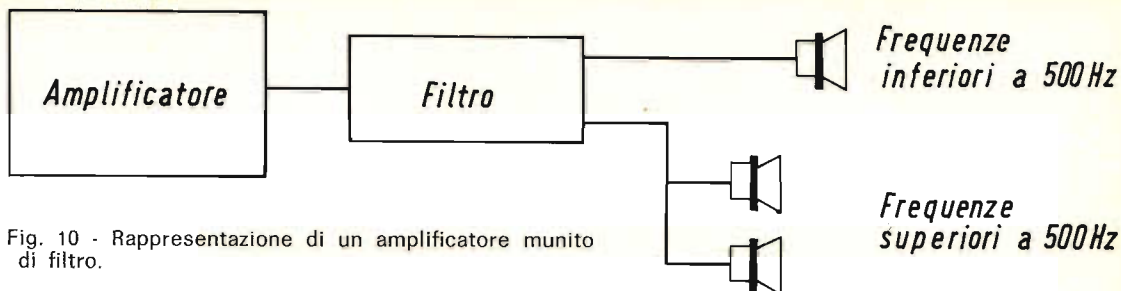



Fig. 10 - Rappresentazione di un amplificatore munito di filtro.

differenti, il più semplice dei quali consiste nel mettere l'altoparlante in modo tale che la irradiazione sonora proveniente da esso vada a colpire una superficie riflettente. Questo metodo è molto più efficace con superfici concave (fig. 8), sebbene la diffusione sarà anche prodotta per mezzo della riflessione sonora su una superficie piana con un angolo di incidenza abbastanza largo (fig. 9). Una forma più complessa di diffusione si può ottenere effettuando solamente la diffusione dei suoni acuti. Se si usa un filtro crossover, tutte le frequenze maggiori della frequenza di crossover sono riprodotte dai tweeter ed esse possono essere diffuse ponendo i tweeter in vari punti della stanza.

La causa della diffusione di queste alte frequenze in particolare è dovuta alle loro proprietà direzionali. Ora, le frequenze inferiori a 500 Hz non hanno un ruolo molto importante nel senso dell'ascolto direzionale.

Infatti un uomo con gli occhi bendati messo in una stanza dove tutto il suono era a 500 Hz o ancora minore trovava grande difficoltà nel distinguere la direzione del suono, mentre era estremamente facile se la frequenza era per esempio di circa 2000 Hz. La ragione principale di questo fenomeno è dovuta al fatto che mentre le alte frequenze vengono irradiate sotto forma di raggio sonoro, più alta è la frequenza e più forte sarà il raggio. Questo non succede per le frequenze più basse. In fig. 10 sono riportati tre altoparlanti divisi da un filtro crossover sintonizzato a 500 Hz in due gruppi, un altoparlante per la gamma inferiore ai 500 Hz e due per le frequenze superiori a queste.

In teoria, si potrebbe usare qualsiasi filtro crossover, ma mentre il nostro senso di ascolto direzionale inizia a far sentire il suo effetto a 500 Hz, altre cose accadrebbero se la frequenza di crossover fosse presa a circa 1200 Hz.

In un brano musicale può succedere che una frequenza di 700 Hz sia immediatamente seguita da una di 1600 Hz.

Se la frequenza di crossover fosse di 1200 Hz, questo significherebbe che le frequenze più basse sarebbero irradiate dal woofer e le altre dai due tweeter e siccome entrambe le frequenze sono direzionali, il suono sembra provenire da un altoparlante all'altro, provocando un piacevole effetto per gli ascoltatori. Un filtro crossover sui 500 Hz esalterebbe questo effetto.

Oltre 100 radiotelefoni Pye a modulazione di frequenza saranno forniti alla polizia urbana di Hon Kong, completando così la rete di collegamenti-radio già esistenti. Questi radiotelefoni saranno installati sulle moto ed altri 400 sono previsti per le vetture della polizia.
La Pye, si è inoltre impegnata per la fornitura di un considerevole numero di radiotelefoni alla Segreteria di sicurezza dello stato brasiliano di Guanabara per il servizio antincendi, per le guardie costiere, per la polizia militare e di sicurezza pubblica.

ALTA FEDELTA'

CONTROLLO DI LIVELLO PER IMPIANTO STEREO

E' certamente noto che — a causa della sensibilità non lineare dell'orecchio umano — agendo sul controllo di volume di un amplificatore per musica riprodotta si ottiene inevitabilmente una variazione della curva effettiva di responso col variare del volume sonoro: ciò è dovuto al particolare andamento delle curve di Fletcher-Munsen, in base alle quali la sensibilità dell'orecchio umano alle variazioni di intensità dei suoni diventa progressivamente minore nei confronti delle estremità della gamma delle frequenze acustiche, col diminuire del livello sonoro. Per questo motivo, molti impianti di amplificazione di una certa qualità sono muniti del cosiddetto controllo di volume a variazione fisiologica. Le cose si complicano naturalmente nei confronti di un impianto stereo, ed è quindi interessante conoscere questa originale applicazione, il cui principio è stato elaborato recentemente su Wireless World. L'articolo che segue descrive infatti un circuito adatto al bilanciamento automatico ed alla compensazione del tono, nei confronti di qualsiasi livello di ascolto.

Normalmente, il volume della riproduzione sonora da parte di un impianto di amplificazione viene controllato variando il guadagno dell'amplificatore propriamente detto, in un punto del circuito nel quale il segnale presenta ancora un basso livello. Il metodo standard universalmente adottato consiste nell'applicare il segnale ai capi di un potenziometro e nel prelevarne la quantità desiderata tra il cursore e l'estremità a basso potenziale del potenziometro stesso.

In un impianto pratico, è sempre desiderabile disporre di una gamma adeguata di variazione controllabile, allo scopo di adattare la riproduzione a qualsiasi esigenza ed a qualsiasi esecuzione musicale da riprodurre. D'altro canto, è del pari desiderabile che la gamma di variazione non sia troppo estesa, poiché — in caso contrario — non è possibile ottenere una regolazione sufficientemente precisa del livello. In genere, una gamma di variazione soddisfacente ammonta approssimativamente a 40 dB.

All'inizio dell'evoluzione degli impianti di riproduzione sonora si riscontrò che l'impiego di un potenziometro a variazione **lineare** non era adatto allo scopo, proprio in quanto la sensibilità dell'orecchio umano presenta un andamento **logaritmico:** inoltre, la maggior parte della gamma di variazione desiderabile risultava concentrata nel 10% della rotazione iniziale. Per ovviare a questo inconveniente, venne ritenuta più opportuna la realizzazione di potenziometri con elemento a grafite, aventi una variazione **pseudo-logaritmica.**

Il responso necessario venne ottenuto con una certa approssimazione realizzando due parti della traccia di grafite a variazione pressoché lineare, aventi andamenti diversi, uniti in corrispondenza della loro sovrapposizione mediante una curva piuttosto pronunciata. In tal caso, sebbene il responso risultasse assai diverso da quello che può essere considerato veramente logaritmico, e dipendesse in gran parte dalla variazione della posizione della curva di unione delle due estremità, per cui non era possibile trovare due resistenze variabili che presentassero esattamente il medesimo andamento, qualsiasi potenziometro forniva un'espansione sufficiente dei livelli di tensione, per consentirne l'impieego come controllo di amplificazione.

Tuttavia, nei confronti di un impianto stereo, una delle maggiori difficoltà consiste nel fatto che è praticamente impossibile trovare due potenziometri che presentino un andamento della variazione tale da consentirne l'accoppiamento e la regolazione mediante un unico comando coassiale.

Per rimediare alle differenze che vengono inevitabilmente riscontrate nella potenza di uscita dei due amplificatori, si provvere in genere ad aggiungere un controllo di bilanciamento; tuttavia, anche dopo aver ottenuto il bilanciamento nei confronti di un livello di uscita intermedio, è sempre desiderabile che l'impianto rimanga bilanciato nei confronti degli altri livelli possibili. Tale risultato ideale può essere ottenuto soltanto se i due comandi di guadagno azionati contemporaneamente presentano una variazione simile. Se l'impianto non resta bilanciato nei confronti di tutti i livelli, è sempre necessario — per ottenere un effetto stereo soddisfacente — che il comando di bilanciamento venga regolato ogni qualvolta si fa variare il livello di uscita, il che costituisce un certo impedimento agli effetti della messa a punto dell'amplificatore ogni volta che lo si usa, e determina quasi sempre effetti intollerabili nei confronti di un certo numero di ascoltatori.

La chiave del problema risiede nel fatto che non è praticamente possibile trovare due potenziometri a grafite a variazione logaritmica che presentino il medesimo andamento, ed inoltre, se essi sono comandati da un unico albero, l'ampiezza del segnale disponibile tra il cursore e la massa in entrambi non resta bilanciato se non entro una parte assai limitata della gamma di variazione. Impiegando resistenze variabili a variazione lineare, il bilanciamento rimarrebbe pressoché costante entro una gamma di variazione assai maggiore, ma — sfortunatamente — i potenziometri di questo tipo non permettono di coprire una gamma di variazione abbastanza estesa.

I potenziometri di tipo commerciale che i fabbricanti possono normalmente procurare vengono prodotti e forniti in base a specifiche che definiscono lo scostamento ammissibile rispetto alla legge di variazione teorica.

La **figura 1** è un grafico che illustra le zone estreme entro le quali le variazioni dinamiche possono trovarsi nei confronti di un potenziometro tipico a filo di tipo lineare, di un potenziometro a grafite di tipo lineare, e di un potenziometro a grafite ad andamento logaritmico. Sull'asse verticale sono riportati i valori in percentuale della resistenza totale, mentre sull'asse orizzontale sono riportati i valori della rotazione effettiva, anch'essi espressi in percentuale.

E' perciò naturalmente assai improbabile trovare due potenziometri che differiscono tra loro al massimo dell'ammontare consentito, ed è ancora più improbabile che essi presentino un andamento abbastanza simile.

Quando i potenziometri di questo tipo vengono impiegati in un circuito convenzionale per consentire il controllo del guadagno, e quando due di essi vengono comandati da un unico albero, è possibile calcolare la differenza tra i livelli dei due canali che può derivare dagli effetti testé considerati. In prossimità delle due estremità la differenza sarà naturalmente minima, mentre essa si rivela della massima entità verso il centro della gamma di variazione.

D'altro canto, è proprio la parte centrale della variazione che viene usata con

maggiore frequenza, e che rappresenta praticamente le caratteristiche di funzionamento che occorre sfruttare.

La **figura 2** rappresenta invece la differenza estrema che può essere ottenuta entro la parte centrale della gamma di variazione, esprimendo il segnale del canale a livello più basso sotto forma di percentuale del segnale fornito dal canale a livello maggiore. Anche qui è bene notare la assoluta improbabilità che questa massima differenza possa essere riscontrata in pratica, sebbene sia assai frequente riscontrare differenze sufficientemente

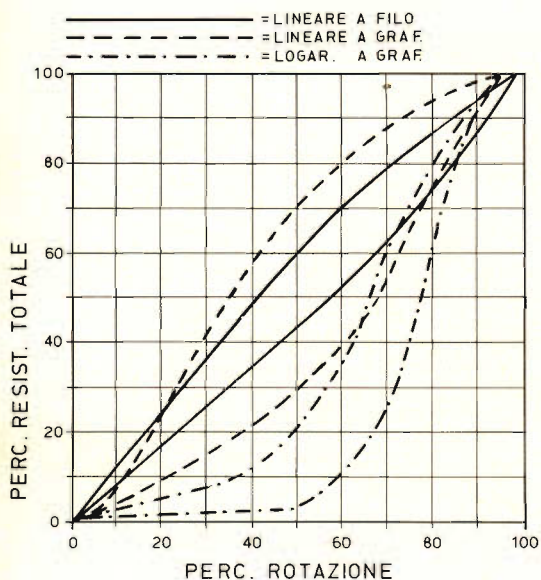



Fig. 1 - Curve tipiche relative a tre tipi di potenziometri normalmente reperibili in commercio: per i tre tipi possibili (a filo a variazione lineare, a grafite a variazione lineare ed a grafite a variazione logaritmica) sono rappresentate le due curve estreme che rappresentano la massima differenza tra la variazione entro l'intera rotazione possibile, che solitamente ammonta a 270°. Ciò in quanto i restanti 90° vengono a volte sfruttati per azionare un interruttore.

= LINEARE A FILO
= LINEARE A GRAF.
= LOGAR. A GRAF.
PERC. DIFF. LIVELLO
PERC. ROTAZIONE

Fig. 2 - Le tre curve illustrano la massima differenza tra i canali di un impianto stereo, nei confronti dell'impiego di potenziometri lineari a filo, di potenziometri lineari a grafite, e di potenziometri logaritmici a grafite. Partendo dal presupposto che i due canali forniscano un segnale di ampiezza differente, il segnale fornito dal canale più debole viene espresso in funzione di percentuale del segnale fornito dal canale a livello maggiore.

rilevanti per costituire un problema di una certa entità. Osservando il grafico — inoltre — risulta evidente che, impiegando dei potenziometri a variazione lineare per ridurre le differenze che si riscontrano nei potenziometri a variazione logaritmica, i tipi a filo risulterebbero assai più soddisfacenti che non i tipi a grafite.

Per sfruttare il vantaggio dell'accoppiamento più soddisfacente tra due resistenze variabili a filo, sono stati fatti alcuni tentativi per sviluppare un circuito che fornisse una gamma di guadagno approssimativamente lineare entro 40 dB, ricorrendo all'impiego di un'unica resistenza variabile per ciascun canale. Sotto questo aspetto, risultò subito ovvio che — per ottenere questo risultato — sarebbe stato necessario che la resistenza controllasse il guadagno mediante due sistemi indipendenti e contemporaneamente, il che fu possibile facendo in modo che essa atte-

nuasse il segnale direttamente, oltre a ridurre il guadagno dello stadio aumentando il rapporto di **reazione negativa.**

La **figura 3** è uno schema elettrico che permette di comprendere il principio di funzionamento: il cursore della resistenza variabile (P) è collegato a massa, per cui il valore resistivo totale del potenziometro risulta praticamente diviso in due parti ciascuna delle quali presenta un valore variabile e fa capo a massa da un lato. Una delle due sezioni costituisce il braccio inferiore di un circuito di attenuazione del segnale, mentre l'altro costituisce una impedenza nel circuito dell'emettitore, che — essendo in serie ad R4 — provoca una variazione dell'effetto di filtraggio della capacità rispetto alla resistenza in serie all'emettitore R5: in tal modo, la variazione del lato destro di P determina una variazione corrispondente dell'effetto di controreazione.

Nel grafico di **figura 4** la variazione totale del guadagno col ruotare del comando viene rappresentata per una legge nominale che risulta lineare da 0 a 1.000 ohm. La curva tratteggiata rappresenta invece lo scostamento della variazione rispetto alla caratteristica ideale, con linearità entro una gamma di 40 dB. La curva ideale è seguita in modo così approssimato che lo scostamento non risulta evidente facendo funzionare l'impianto.

Nel grafico di **figura 5** è illustrata la massima possibile differenza dei livelli tra i due canali quando la massima differenza possibile sussiste tra le due resistenze. Da quanto si può osservare, essa ammonta a meno di 5 dB nel caso peggiore, ed è assai probabile che non superi i 2,5 dB nella maggior parte dei casi pratici. Per confronto, è illustrato anche lo scostamento tra i due canali ottenibile con un potenziometro a grafite a variazione logaritmica, in funzione della medesima differenza tra le due resistenze accoppiate. Ciò rivela che il circuito convenzionale facente impiego di due potenziometri a grafite con comando unico può presentare un errore di ben cinque volte maggiore che non quello riscontrabile con circuiti a caratteristica lineare.

È ormai ben noto che la sensibilità dell'orecchio umano non varia in modo lineare entro l'intera gamma delle frequenze: infatti, la differenza di livello tra la soglia di udibilità e la soglia del dolore è assai inferiore nei confronti delle frequenze molto basse e molto alte che non nella

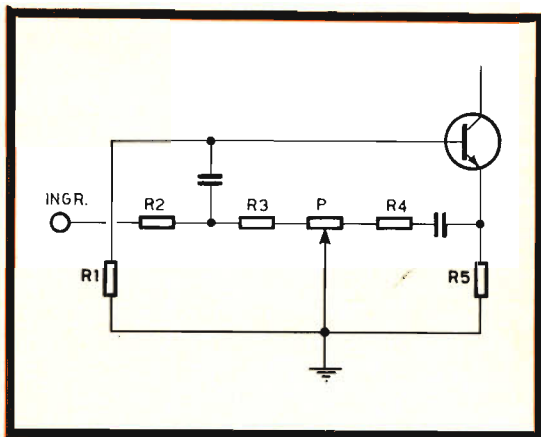



Fig. 3 - Schema semplificato di un circuito di controllo del guadagno del tipo a reazione negativa. Il cursore di P fa capo a massa, per cui i valori resistivi presenti rispettivamente a sinistra e a destra intervengono — con la loro variazione — agli effetti delle caratteristiche dinamiche del circuito nei confronti dell'amplificazione fornita dallo stadio.

parte centrale dello spettro acustico. Se il responso alla frequenza viene regolato in modo da ottenere un funzionamento corretto quando il livello di riproduzione è elevato, esso risulterà invece assai diverso con un livello di ascolto notevolmente inferiore. Ora, dal momento che alcuni desiderano ascoltare a livello elevato, mentre altri preferiscono ascoltare con un livello sonoro assai basso, se il responso si mantiene costante col variare del livello di ascolto, la riproduzione risulta corretta a qualsiasi livello di intensità.

Per mantenere una buona qualità di riproduzione ad ogni livello di ascolto, è perciò necessario regolare opportunamente i controlli di tono per ciascuna posizione del comando di amplificazione. Ciò costituisce una esigenza inammissibile per tutti gli utenti ad eccezione dei più esperti, tanto quanto lo sarebbe la necessità di regolare ogni volta il controllo di bilan-

ciamento. Per ottenere il funzionamento più semplice è perciò auspicabile che agendo sul comando di amplificazione si ottenga automaticamente la variazione del responso alla frequenza da parte dell'amplificatore, allo scopo di mantenere per ogni livello le condizioni di ascolto ideali.

Fortunatamente, l'orecchio umano non è eccessivamente critico, ed è quindi possibile progettare un circuito relativamente semplice, che determini cioè un funzionamento abbastanza prossimo alle condizioni ideali, e che risulti accettabile entro l'intera estensione di 40 dB.

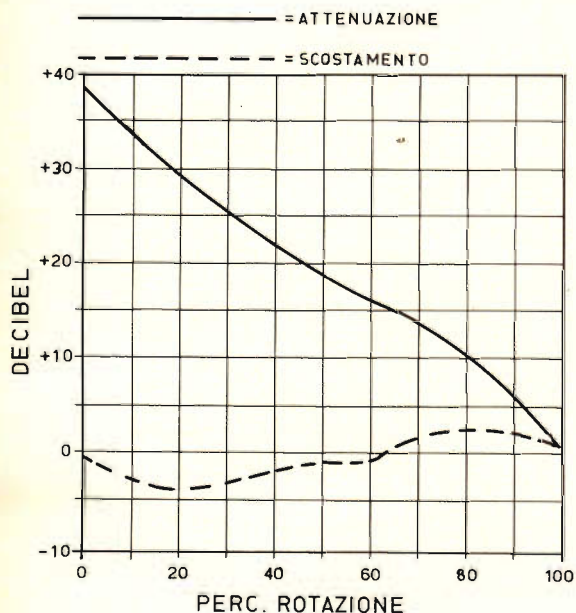



Fig. 4 - Grafico illustrante le curve caratteristiche che esprimono il guadagno totale in funzione della posizione dell'attenuatore: la curva in tratto continuo rappresenta l'attenuazione relativa, mentre quella tratteggiata rappresenta lo scostamento rispetto alla legge lineare a 40 dB.

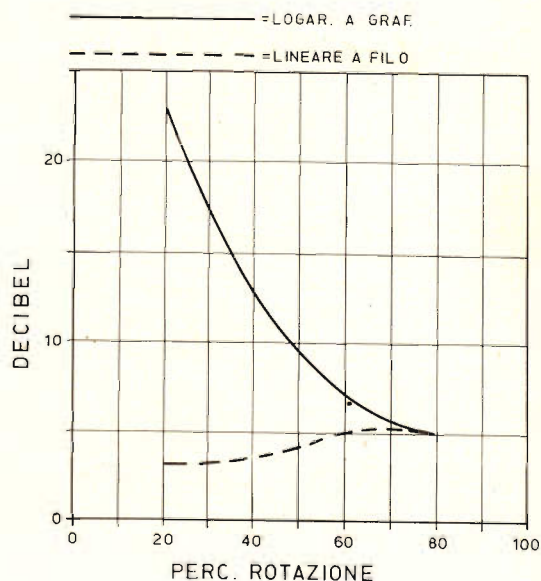



Fig. 5 - Grafico illustrante la differenza di livello tra i canali per la massima espansione delle resistenze variabili: anche qui la curva continua è riferita a un potenziometro logaritmico a grafite, mentre la curva tratteggiata è riferita ad un potenziometro lineare a filo.

Il circuito proposto è quello illustrato alla **figura 6.** Esso comprende un interruttore bipolare a due vie, che permette di escludere la compensazione automatica quando si trova in posizione A, e di inserirla quando si trova invece in posizione B; in questa seconda posizione — quindi — il responso rimane costante col variare dell'amplificazione.

Se chi realizza questo dispositivo non desidera inserire questo commutatore di esclusione della compensazione, le due resistenze R5 ed R6 e la capacità C4 possono essere esclusi dal circuito.

Il dispositivo comprende due stadi di amplificazione, sebbene il secondo non sia necessario se si desidera disporre soltanto del controllo di guadagno; riducendo l'amplificazione, entrambe le estremità della gamma di responso (vale a dire le frequenze molto gravi e quelle molto acute) vengono attenuate meno che non le frequenze appartenenti alla parte centrale della gamma. La capacità C1, del valore di 3 μF, esalta le frequenze gravi aumentando l'impedenza del braccio inferiore dell'attenutore col diminuire della frequenza. La capacità C3, del valore di 0,1 μF, esalta invece le frequenze acute diminuendo l'impedenza del circuito di reazione negativa con l'aumentare della frequenza.

La massima esaltazione delle note gravi è limitata ad opera della resistenza R2 in parallelo a C1, mentre la massima esaltazione delle note acute è limitata dalla resistenza R4 in serie alla capacità C3.

L'esaltazione eccessiva delle note gravi corrispondente al massimo guadagno viene neutralizzata mediante altre due correzioni: ad opera dell'attenuazione dovuta alla capacità C2, ed a causa dell'aumento di impedenza nel condensatore di controreazione C5, che limita l'amplificazione in corrispondenza di frequenze inferiori a 10 Hz.

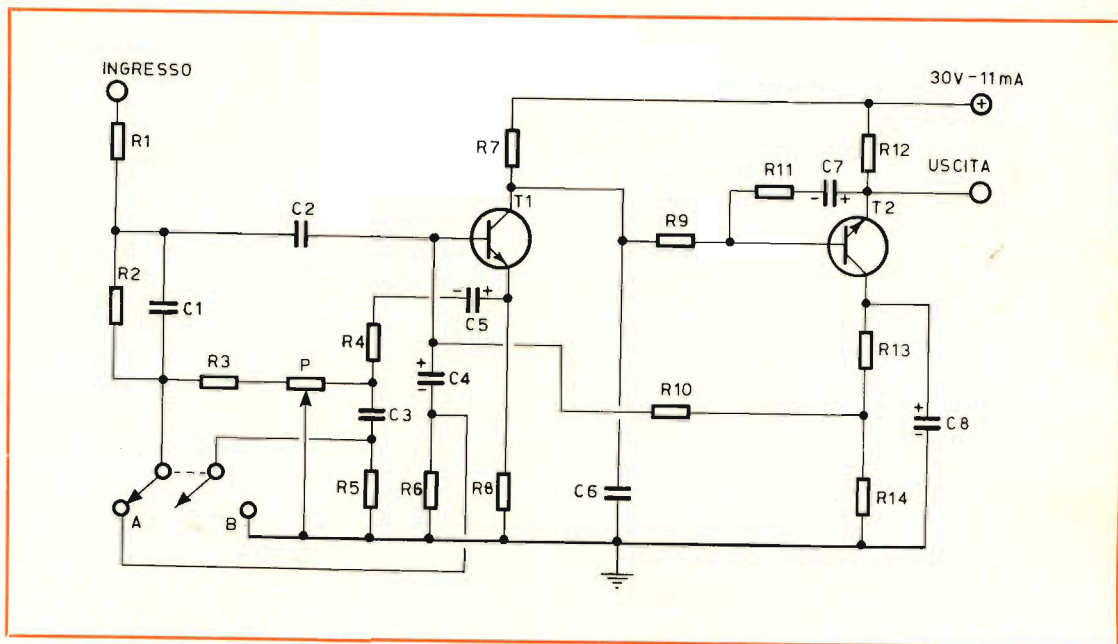



Fig. 6 - Schema elettrico del controllo di intensità, mediante il quale è possibile correggere il responso di un amplificatore onde mantenerlo costante rispetto alla sensibilità dell'orecchio umano col variare del livello sonoro: inserendo due unità di questo tipo in un amplpificatore stereo, è possibile accoppiare tra loro con un comando unico i due potenzoimetri P, ottenendo in tal modo un dispositivo di correzione ideale.

ELENCO DEI VALORI

R_1 =	10 kΩ	R_{13} =	470 Ω
R_2 =	1 kΩ	R_{14} =	470 Ω
R_3 =	100 Ω	C_1 =	3 µF
R_4 =	100 Ω	C_2 =	0,47 µF
R_5 =	10 kΩ	C_3 =	0,1 µF
R_6 =	100 kΩ	C_4 =	4 µF - 10 V
R_7 =	22 kΩ	C_5 =	200 µF - 10 V
R_8 =	4,7 kΩ	C_6 =	4,7 nF
R_9 =	1 kΩ	C_7 =	120 µF - 16 V
R_{10} =	10 kΩ	C_8 =	120 µF - 16 V
R_{11} =	3,3 kΩ	T_1 =	BC109
R_{12} =	1 kΩ	T_2 =	BC109

La **figura 7** è infine un grafico che illustra il responso alla frequenza da parte dell'intero impianto, in corrispondenza delle posizioni estreme del comando di amplificazione, oltre che nella posizione centrale. Le curve in tratto continuo sussistono con la compensazione automatica inserita, mentre le curve tratteggiate rappresentano il responso senza compensazione: inoltre, le curve A rappresentano il responso in corrispondenza del massimo guadagno, le curve B in corrispondenza di un guadagno medio, e le curve C in corrispondenza di un guadagno minimo.

La diminuzione di guadagno al di sopra di 20 kHz è dovuta alla capacità C6, e contribuisce notevolmente alla stabilità di funzionamento dell'intero dispositivo.

La diminuzione al di sotto di 20 Hz è di notevole aiuto agli effetti dell'eliminazione dei segnali spuri transitori e del rumore di fondo; a ciò contribuirebbe naturalmente l'aggiunta di un filtro anti-ronzio, sebbene sia saggia precauzione evitare di ricorrere all'impiego di tali filtri onde evitare una diminuzione del responso alle frequenze basse in ciascuna sezione separata dell'amplificatore.

Se il controllo di tono dell'intero amplificatore è regolato in modo da ottenere una riproduzione accettabile verso la metà dell'escursione possibile del controllo di amplificazione, il responso risulta accettabile entro l'intera gamma di variazione del volume. Per ottenere questo risultato è necessario che tutti i segnali di ingresso applicati all'amplificatore abbiano un'ampiezza che fornisca la massima uscita dell'amplificatore quando il controllo di volume è al massimo.

I potenziometri a filo normalmente disponibili in commercio sono di solito gli equivalenti commerciali di modelli che differiscono solo leggermente da quelli realizzati in base alle esigenze professionali e militari.

Ciò consente quindi l'impiego di normali potenziometri di tipo commerciale, a patto che il valore sia conforme alle esigenze specifiche del circuito.

Adottando per gli stadi T1 e T2 due transistori del tipo BC109, o di tipo equivalente, ed attribuendo al potenziometro P il valore di 1.000 Ω, è possibile quindi realizzare questo dispositivo ed inserirlo in un amplificatore pre-esistente, con o senza l' aggiunta del commutatore che include o esclude la compensazione automatica, adattando in tal modo il responso dell'intera apparecchiatura ad un funzionamento costante e conforme alle esigenze acustiche di numerosi ascoltatori, indipendentemente dal volume richiesto all'impianto.

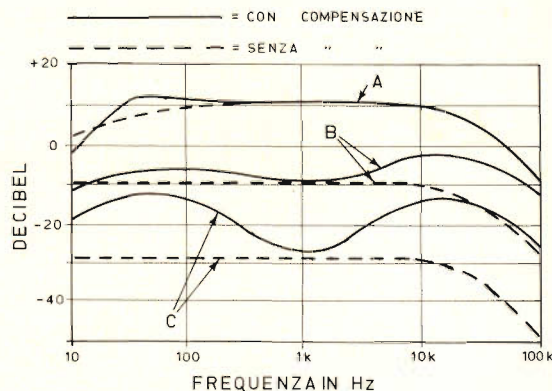



Fig. 7 - Curve caratteristiche esprimenti il guadagno in funzione dei vari livelli del segnale regolabili mediante il controllo di volume, con e senza compensazione automatica. A) individua le curve relative al massimo guadagno, B) quelle relative ad un guadagno medio, C) le curve relative ad un guadagno minimo.

a cura di L. Biancoli

Il premio « Dr. Elenbaas » per l'anno 1969 è stato conferito al prof. dr. P. Schulz, di Karlsruhe (Germania Occidentale) per l'attività e gli studi di ricerca nel settore illuminotecnico, con particolare riferimento alle sorgenti di luce e relative applicazioni. Il premio è stato istituito lo scorso anno, quando il dr. Elenbaas cessò la sua attività. Il premio ha una cadenza quadriennale. La premiazione è avvenuta in settembre all'Università di Tecnologia di Eindhoven.

Sotto il patrocinio dell'Università, si è svolto dal 15 al 19 settembre presso il Palazzo dei Congressi, in Firenze, un Convegno Scientifico, su « L'analisi della materia ». Il convegno ha fatto il punto sulla situazione attuale dei diversi metodi analitici non distruttivi (spettrometria e diffrazione a raggi X, spettrometria d'emissione ed assorbimento atomico), ragguagliato con la strumentazione oggi disponibile.

VERIFICA DEI REGISTRATORI A TRANSISTOR

IL RIPARATORE

Riportiamo in questo articolo alcuni sistemi di verifica dei registratori a transistor, occupandoci del controllo dello stato delle pile, poi dei controlli meccanici ed infine dei controlli sul circuito elettrico.

Il grande successo di vendita dei registratori portatili a transistor, specialmente del tipo a cassetta, ha aperto una nuova fonte di lavoro ai riparatori.

Questi registratori offrono molte possibilità d'impiego, grazie anche al peso limitato, al loro ingombro minimo e alla facilità di funzionamento.

Si deve notare che con l'impiego dei transistor, sono diminuite in modo considerevole anche le possibilità di guasti ma evidentemente possono sempre presentare dei difetti dovuti a rumore, ronzìo o a qualche guasto di funzionamento più o meno complicato.

Come i registratori a valvole, anche quelli a transistor sono costituiti da due parti ben distinte e cioè la parte elettromeccanica o piastra che comprende il sistema di avvolgimento del nastro e le testine magnetiche, e la parte elettronica che viene alimentata o da batterie oppure, per mezzo di un adattatore-raddrizzatore, dalla rete in alternata.

Per questo motivo si devono sempre distinguere da una parte, i rumori e i guasti di carattere meccanico, che si distinguono soprattutto per l'impiego di un motore in continua alimentato da batterie e dall'altra parte, quelli degli amplificatori elettronici equipaggiati con dei transistor e che presentano evidentemente delle caratteristiche differenti da quelle dei circuiti a valvole.

Per studiare in modo semplice e pratico le cause dei guasti e del cattivo funzionamento e il sistema per rimediare a questi inconvenienti, si devono per prima cosa considerare i fattori meccanici, i rumori che possono essere causati da questi e il modo di eliminarli.

I guasti completi

Può capitare che l'apparecchio si fermi, sia al momento dell'avviamento dell'apparecchio, sia bruscamente durante l'ascolto e la registrazione. In questo momento, per un apparecchio portatile, si deve verificare per prima cosa lo stato della batteria che rappresenta il fattore essenziale, sia dal punto di vista elettromeccanico sia dal punto di vista elettronico.

In un apparecchio di questo genere, sia che esso sia a bobina che a cassetta, le batterie hanno un ruolo di primaria importanza.

I motori elettrici, perfezionati, alimentati da batterie permettono ormai di ottenere, grazie al montaggio di circuiti regolatori a transistor, una regolarità di svolgimento quasi uguale a quella ottenuta con dei motori alimentati dalla rete.

Ma, anche se la gamma delle tensioni della batteria assicura un funzionamento normale più ampio, esso ha sempre dei valori limite che non possono essere superati.

Sulla maggior parte dei modelli attualmente in commercio, esiste un piccolo apparecchio di misura munito di un indice di riferimento che serve anche da modulometro, cioè permette di controllare la profondità di modulazione durante la registrazione, e allo stesso tempo funziona anche da voltmetro in quanto permette di controllare la tensione efficace della batteria.

Lo stato delle batterie

L'abbassamento della tensione della batteria non rischia solamente di produrre un rallentamento o anche un arresto dello svolgimento del nastro, ma anche una difficoltà dell'avanzamento rapido sia avanti che indietro per il riavvolgimento.

L'abbassamento di tensione può anche determinare un arresto completo dello

Fig. 1 - Esempio di collegamento di un voltmetro per il controllo della tensione.

ascolto, un abbassamento della potenza sonora o delle distorsioni.

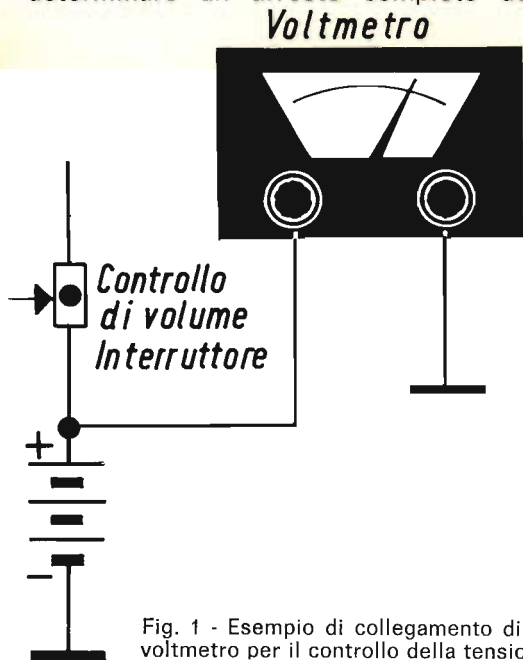
Questi difetti possono essere dovuti non solamente al consumo totale delle batterie, ma anche al deterioramento di un solo elemento collegato in serie con gli altri ancora in buono stato, oppure all'abbassamento molto sensibile di uno o più elementi.

In particolare, ne possono risultare degli effetti di auto-oscillazione, di oscillazioni parassite continue, provenienti dall'aumento della resistenza totale della batteria, ancora in modo più accentuato di quelli dovuti alla tensione bassa.

Il primo elemento da verificare in un registratore portatile è dunque questa batteria composta di solito da elementi di pile a torcia da 1,5 V collegate in serie.

Un registratore di questo genere può ancora funzionare, la maggior parte delle volte, in modo ammissibile con una diminuzione di tensione dell'ordine del 20% al di sotto del valore nominale. Per esempio se l'apparecchio è alimentato in modo normale da una batteria da 9 V, può ancora funzionare con 6,5 - 7 V. Se si nota dunque un abbassamento di tensione dell'ordine del 5% ÷ 12% per esempio, rispetto al valore nominale della batteria nuova, il guasto completo vale a dire il silenzio dell'altoparlante non è dovuto a cattivo stato delle batterie, ma a un altro elemento dell'apparecchio.

Questa verifica non deve mai essere effettuta a vuoto e con l'interruttore di funzionamento sulla posizione spento ma sempre con l'apparecchio sotto tensione e le regolazioni effettuate in modo da assicurare l'ascolto massimo; questo corrisponde al consumo massimo.

Il telaio di questi apparecchi a transistor è di solito collegato, secondo lo schema al polo positivo o negativo della batteria, per controllare questa cosa, si mette il commutatore di gamma del voltmetro su una gamma di misura elevata, si collega un puntale di prova al telaio e l'altro puntale di collegamento della batteria al potenziometro di volume-controllo e se l'indice devia in senso inverso al normale, si devono invertire i collegamenti (fig. 1).

Malgrado tutto, le batterie si consumano anche durante il tempo in cui l'apparecchio non funziona, anche se questo avviene molto lentamente.

Nel caso la durata delle pile sembrasse realmente troppo ridotta, il consumo troppo elevato che ne è la causa, è dovuto a un guasto o a un difetto di funzionamento del circuito.

Intercaliamo in questo caso in serie un milliamperometro su uno dei conduttori che collegano la batteria al circuito del registratore; si misuri il valore della corrente di alimentazione e si confronti con la cifra indicata dal fabbricante.

Se questa corrente è normale, è sufficiente verificare i diversi contatti del supporto delle batterie collegate al contatto centrale, e al cilindro esterno metallico degli elementi, in modo da verificare la qualità del contatto e dei circuiti; è bene verificare anche lo stato dei fili e delle saldature collegate a questi contatti.

Il consumo normale è di solito indicato dal fabbricante sulle note di servizio dell'apparecchio. Su di queste note viene di solito riportata anche la durata probabile di utilizzazione delle batterie, ma naturalmente queste cifre sono del tutto approssimate. La durata efficace degli elementi dipende dal modo in cui si utilizza l'apparecchio, vale a dire dalla durata di funzionamento continuo e dal volume sonoro che si vuole ottenere.

Il controllo efficace del consumo si dovrà così effettuare ponendo un milliamperometro sul collegamento, che collega la batteria all'interruttore del potenziometro del volume sonoro. Un primo controllo si effettua a riposo con interruttore chiuso; un secondo con il registrare in funzione ma con volume sonoro molto basso, e un terzo controllo è realizzato con un volume sonoro regolato al massimo (fig. 2).

Nel primo caso, l'indice del milliamperometro deve presentare evidentemente una deviazione nulla; se questo invece indica una corrente apprezzabile, si deve verificare lo stato dell'interruttore e la possibilità di un corto-circuito nel circuito, in modo particolare, nel cavo di

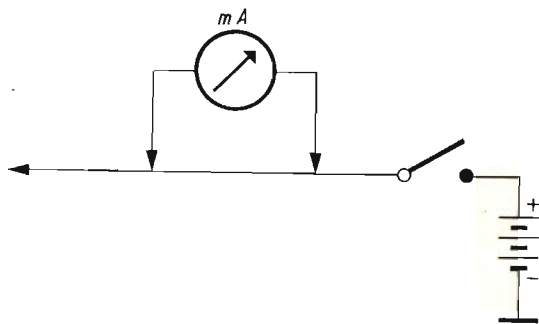



Fig. 2 - Controllo del consumo di corrente ai vari livelli di potenza di uscita.

alimentazione. Se l'intensità di corrente è troppo elevata per un volume sonoro basso, si possono avere delle perdite nei condensatori elettrolitici. Se la corrente è realmente eccessiva, quando si regola il potenziometro di volume sonoro sulla posizione massima, si arriva alla possibilità di una polarizzazione non esatta dei transistor di uscita, errore molto grave che esige una immediata interruzione della corrente e un controllo minuzioso.

A questo punto ricordiamo che i circuiti a transistor funzionano sempre con delle tensioni basse, cosa questa che li distingue dai circuiti a valvole; questo richiede di effettuare le verifiche con grande precauzione per non danneggiare gli elementi a semiconduttore applicando ad essi una polarizzazione eccessiva. È necessario per questo motivo fare molta attenzione durante il nostro lavoro.

È consigliabile anche non fare delle piccole economie, evitando di cambiare solamente qualche elemento delle batterie e non tutte le batterie insieme perché spenderemo qualche cosa in più ma non perderemo del tempo inutilmente. Ricordiamo sempre di fare attenzione alla giusta polarità delle batterie in quanto la loro inversione può causare il danneggiamento dei transistor.

Controlli meccanici

Vediamo ora di verificare l'alimentazione elettrica; per prima cosa dobbiamo assicurarci che i pulsanti e le leve di controllo siano poste nelle loro posizioni esatte, manovriamo i pulsanti o le le-

ve di selezione per assicurarci che il meccanismo sia ben disposto in posizione di messa in funzione. Quindi si controlli il funzionamento, premendo successivamente sui tasti di registrazione, riproduzione, riavvolgimento, avvolgimento rapido in avanti e con tutte le velocità previste, in modo da renderci conto se il difetto constatato si produce solamente per una sola funzione dell'apparecchio o per tutti i sistemi di funzionamento.

A questo punto togliamo le bobine e la cassetta e osserviamo lo stato della puleggia motrice e dell'albero della bobina ricevitrice, per poter isolare le cause del difetto; il bloccaggio può essere dovuto semplicemente a un difetto della cinghia la cui larghezza è leggermente troppo grande e si blocca fra i bordi di una guida o di una rondella che deve funzionare con precisione.

Esaminiamo con cura per tutta la sua lunghezza il nastro e in modo particolare, le parti per le quali noi constatiamo dei difetti di avvolgimento.

Le giunzioni del nastro eseguite in modo non corretto, cioè in modo non aderente o fragile, possono provocare un bloccaggio seguito da una sovrapposizione o, al contrario, se si ha una rottura, esso si può avvolgere attorno alla puleggia motrice, oppure al rullo preminastro provocando il bloccaggio totale del meccanismo.

Un arresto o un rallentamento può anche essere dovuto a un difetto di una cinghia di trasmissione o di un rullo a frizione o ancora di una tensione del nastro troppo forte sulla puleggia motrice, di conseguenza la regolazione difettosa del freno che agisce sulla rotazione della bobina di svolgimento oppure della pressione troppo elevata di un pattino (fig. 3).

Localizziamo il metodo di funzionamento difettoso; osserviamo tutte le parti del meccanismo di avvolgimento e osserviamo con cura l'elemento sospetto. Mettiamo l'apparecchio sotto tensione e mettiamo in funzione il selettore di avviamento. Osserviamo direttamente la rotazione regolare o irregolare o l'arresto dell'albero motore, o quella della puleggia motrice. Successivamente possiamo controllare tutti gli anelli della catena del sistema di avvolgimento, fino al momento in cui avremo localizzato l'elemento difettoso.

Diversi nastri di prova possono allora essere utilizzati con successo per la verifica meccanica: questo permette di evitare tante perdite di tempo per la localizzazione e la ricerca dei difetti di funzionamento.

Infatti si può controllare molto bene la velocità del nastro con uno stroboscopio, cioè un piccolo disco di metallo o cartone, simile a quello che viene usato per la verifica della rotazione delle piastre dei giradischi, e che è munito di bande o settori radiali in numero determinato secondo la velocità da controllare.

Nel caso attuale, possiamo montare il disco stroboscopico su un'asse separato tenuto in mano o mettendo il bordo del disco in contatto con la superficie verticale del nastro, in modo da ottenere la rotazione del disco per mezzo di una leggera frizione.

Quando si illumina dal di sopra la superficie orizzontale del disco con una luce fornita semplicemente da una piccola lampadina al neon alimentata in alternata, le barre nere e bianche che formano lo stroboscopio devono sembrare immobili se la velocità è normale e costante. Se queste barre sembrano in movimento nel senso delle lancette di un orologio, la velocità del nastro è troppo elevata, se sembrano in movimento ma nel senso opposto, la velocità è troppo ridotta.

Se la rotazione sembra si produca alternativamente sia nel senso delle lancette di un orologio sia nel senso contrario, si ha in realtà uno svolgimento instabile che produce delle distorsioni sonore.

Una velocità troppo lenta non è meno fastidiosa: ne risulta una deformazione sonora al momento della riproduzione, un aumento della durata di riavvolgimento, o di avanzamento rapido.

Supponiamo, ben inteso, che all'inizio la tensione della batteria sia normale e sia verificata nel modo indicato; la velocità di avvolgimento dipende in modo essenziale dalla velocità di rotazione della

puleggia motrice se esiste. Esaminiamo a questo punto l'accoppiamento fra il motore e il volano della puleggia motrice.

Controlliamo il contatto e la pressione fra i rulli e l'albero del motore o l'aderenza delle cinghie e delle puleggie. Togliamo se esiste, l'olio o il grasso sui rulli e sulle ruote volano o sugli altri pezzi metallici in contatto. Puliamoli con alcool, per evitare slittamenti, controlliamo i rulli di pressione la cui gomma può essersi indurita. Puliamo la sua superficie con della carta vetrata molto fine appoggiandola dolcemente e facendo girare il rullo; questa operazione permette anche di eliminare la leggera eccentricità che si può essere prodotta con l'uso.

Controlliamo la tensione delle molle sul rullo pressore, allontanando questo ultimo con l'estremità delle dita. Appoggiamo nello stesso modo le dita con il rullo della puleggia motrice, e così gli altri rulli intermedi contro le superfici dei pezzi rotanti corrispondenti e, se questa manovra elimina lo slittamento, sostituiamo la molla di pressione o aumentiamo la sua tensione. Nel caso la trasmissione si effettui per mezzo di cinghie di gomma o di nylon, queste possono essere soggette ad allungamenti e quindi la loro sostituzione periodica può rivelarsi molto utile. Mettiamo quindi dei segni di riferimento sulla cinghia e le puleggie corrispondenti in modo da confrontare le loro velocità di spostamento relativo.

Questi segni si devono trovare di nuovo nelle stesse posizioni corrispondenti a ciascun punto della cinghia. Se constatiamo uno slittamento della cinghia, si deve smontare e pulire la sua superficie con cura e quindi rimontarlo con precauzione e nella stessa posizione. Puliamo con molta cura le pulegge da tutte le tracce di grasso prima del loro montaggio (fig. 3).

Nel caso questi controlli non fossero sufficienti, si deve verificare il motorino, controllando innanzi tutto la tensione applicata ad esso, che non deve essere inferiore del 20% al valore nominale di funzionamento.

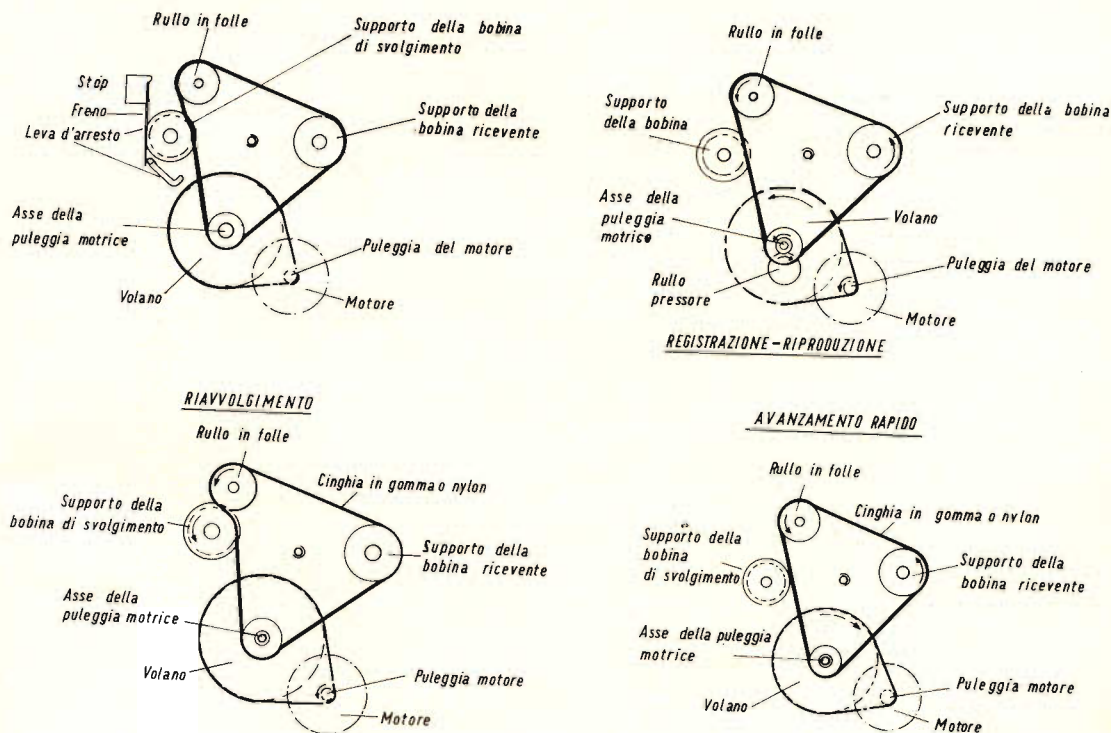



Fig. 3 - Esempio dei vari meccanismi di rotazione: registrazione-riproduzione, riavvolgimento e avanzamento rapido.

circuiti

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DIGITALI

DTL (t_{pd} = 30 ns)

Serie FC - Compatibile con la serie 200
0-75°C

FCH 101	- Singola porta NAND *
FCH 111	- Singola porta NAND
FCH 121	- Doppia porta NAND *
FCH 131	- Doppia porta NAND
FCH 141	- Tripla porta NAND *
FCH 151	- Tripla porta NAND*
FCH 161	- Tripla porta NAND
FCH 171	- Tripla porta NAND
FCH 181	- Quadrupla porta NAND *
FCH 191	- Quadrupla porta NAND
FCH 201	- Sestuplo inverter *
FCH 211	- Sestuplo inverter
FCH 221	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCH 231	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCY 101	- Triplo espansore d'ingresso
FCJ 101	- Flip-Flop JK
FCJ 111	- Flip-Flop JK master-slave
FCJ 201	- Flip-Flop JK master-slave
FCJ 121	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 131	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 191	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 211	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCK 101	- Multivibratore monostabile
FCK 101 Q	- Multivibratore monostabile
FCL 101	- Rivelatore di livello (trigger di Schmitt)

* senza resistenza di collettore

Circuiti complessi

FCH 281	- Comparatore a 5 bits
FCH 291	- Rivelatore di parità a 10 bits
FCH 301	- Decodificatore a 4 bits
FCJ 141	- Decade asincrona
FCJ 221	- Quadruplo Flip-Flop tipo D
FCL 111	- Decoder/NIT driver

DTL

Serie FC - Versione militare
— 55° + 125°C

FCH 102	- fino a 212 - Porte NAND
FCH 222	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCJ 102	- Flip-Flop JK
FCK 102	- Multivibratore monostabile
FCK 102 Q	- Multivibratore monostabile
FCL 102	- Rivelatore di livello

TTL (t_{pd} = 13 ns)

Serie FJ - Compatibile con la serie 74

FJH 101	- Singola porta NAND	(7430)
FJH 111	- Doppia porta NAND	(7420)
FJH 121	- Tripla porta NAND	(7410)
FJH 131	- Quadrupla porta NAND	(7400)
FJH 141	- Doppia porta NAND (buffer)	(7440)
FJH 151	- Doppia porta espandibile AND-OR-NOT	(7450)
FJH 161	- Doppia porta AND-OR-NOT	(7451)
FJH 171	- Porta espandibile AND-OR-NOT	(7453)
FJH 181	- Porta AND-OR-NOT	(7454)
FJH 221	- Quadrupla porta NOR	(7402)
FJH 231	- Quadrupla porta NAND	(7401)
FJY 101	- Doppio espansore AND-OR-NOT	(7460)
FJJ 101	- Flip-Flop JK	(7470)
FJJ 111	- Flip-Flop JK master-slave	(7472)
FJJ 121	- Doppio Flip-Flop JK master-slave	(7473)
FJJ 131	- Doppio Flip-Flop tipo D	(7474)
FJJ 191	- Doppio Flip-Flop JK master-slave	(7476)

Circuiti complessi

FJJ 141	- Decade asincrona	(7490)
FJJ 181	- Quadruplo Flip-Flop tipo D	(7475)
FJL 101	- Decoder/NIT Driver	(7441A)

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

Documentazioni Tecniche sui Circuiti Integrati

Dati tecnici:
M6a - Circuiti integrati lineari
M3a - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

In alcuni modelli particolarmente leggeri e di buona qualità, i motorini utilizzati funzionano al limite della loro potenza; allora è sufficiente il difetto di un cuscinetto per produrre una riduzione della velocità di svolgimento.

Se è possibile è necessario smontare il motorino, quindi si esaminino i cuscinetti e si controlli il meccanismo di svolgimento per intero, ruotando a mano la puleggia motrice e il suo volano.

Se, facendo girare il sistema, si constata un bloccaggio per una posizione determinata o la deformazione di un pezzo, smontiamo le diverse pulegge e i volani, puliamoli con dell'alcool, eliminiamo tutti i difetti con della tela abrasiva fine e versiamo con molta preacuzione una goccia d'olio molto leggero. Sostituiamo anche l'elemento difettoso se la superficie del cuscinetto è diventata troppo rugosa o deformata si può riparare facilmente.

Il suono « strascicato » e lo scintillamento sono dei rumori sonori ben noti che sono dovuti a delle irregolarità di svolgimento, temibili in modo particolare su un apparecchio a batteria. È possibile produrre un suono « strascicato » premendo leggermente sulla bobina che si svolge durante il funzionamento e se lo apparecchio produce già questo leggero difetto, una piccola pressione aumenta in modo considerevole questo fenomeno.

Se constatiamo un suono « strascicato » iniziale quando il nastro si svolge liberamente e se il fenomeno varia di molto quando premiamo leggermente sulla bobina di svolgimento, il rumore constatato è molto reale.

Per controllare questo fenomeno, possiamo usare un nastro normale o una cassetta con incisa una registrazione realizzata con un generatore di bassa frequenza a una frequenza dell'ordine di 3.000 Hz. Questo nastro registrato ci servirà come nastro di prova per una successiva riproduzione.

Un sistema rapido per localizzare questo difetto e lo scintillamento consiste nell'effettuare un segno di riferimento sul rullo, sul volano della puleggia motrice e su tutti gli altri elementi rotanti di svolgimento. Lo spostamento dei punti di riferimento può essere controllato effettuando la riproduzione con un nastro di prova speciale o improvvisato. Se una variazione netta del movimento di un punto di riferimento coincide con una variazione del suono, la causa del rumore è evidentemente localizzata.

Possiamo anche mettere l'estremità di una lama di un cacciavite lungo e sottile sul centro di ciascun pezzo rotante. Si metta poi il registratore in funzionamento e si ponga l'orecchio sul manico del cacciavite. In questo modo potremo sentire tutti i rumori di battimento irregolari in caso di non esatta rotondità e saremo in grado di localizzare il pezzo che produce il suono anormale più intenso.

Un'altra causa frequente di svolgimento irregolare è dovuta alla eccentricità del volano. Per controllare questo difetto, basta semplicemente appoggiare leggermente l'estremità di un cartoncino contro la periferia e verificare la regolarità del contatto durante la rotazione. Se la cadenza del difetto corrisponde alle variazioni dello scartamento fra il bordo del cartoncino e il volano, quest'ultimo è il calpevole, e si deve sostituirlo. Anche una sospensione difettosa del motore può produrre questi difetti. Si prema leggermente sulla carcassa del motore con il dito, per renderci conto della sua posizione sul supporto antivibrazioni abituale; si sostituiranno, se necessario, le molle e i sistemi di smorzamento induriti. Se vi sono dei conduttori che appoggiano sulla carcassa, si deve spostare o aumentare la loro lunghezza.

Delle vibrazioni eccessive del motorino possono anche produrre un effetto di scintillazione, ma questo fenomeno è soprattutto frequente con dei motori alimentati in alternata; si può quindi avere una deformazione dell'albero, una eccentricità della puleggia di svolgimento e uno squilibrio del rotore. Se il motore non vibra più, quando il volano è smontato, la causa del rumore è dovuta soprattutto ai volani e ai rulli, alle pulegge o alle cinghie di trasmissione.

Si verifichino le superfici deteriorate o irregolari che possono essere rigate e

che presentano delle superfici piatte; è consigliabile pulirle con della carta vetrata molto fine.

Guasti elettrici

La verifica e il controllo dei circuiti elettronici a transistor posti nei registratori esigono all'inizio la verifica dei transistor stessi, sebbene i guasti di funzionamento di questi elementi siano ancora meno frequenti di quanto si aveva con le valvole.

Se questi transistor sono montati sugli appositi zoccoletti, possono essere tolti facilmente e controllati rapidamente; se invece sono direttamente saldati, si deve prendere la precauzione di chiudere l'interruttore e togliere la batteria di alimentazione.

Alcuni elementi di controllo che si possono usare su dei circuiti a valvole, non esistono più nel nostro caso. La corrente ad alta tensione è soppressa, il riscaldamento degli elementi è insignificante salvo che sugli stadi finali; non si hanno dei filamenti di riscaldamento che devono essere accesi.

I metodi di prova dei transistor sono quindi, all'inizio, gli stessi di quelli delle valvole, tenendo conto delle diversità di caratteristiche. Per provare un transistor a bassa frequenza, si collega un generatore B.F. al condensatore collegato all'ingresso del transistor e si monta un voltmetro, preferibilmente elettronico, alla uscita; generalmente si utilizza un segnale a 400 Hz e si ottiene un segnale amplificato che deve essere misurato con un voltmetro che permette di misurare in alternata (fig. 4).

Il segnale d'ingresso è generalmente molto basso e la tensione di uscita è dell'ordine di 1 V o anche inferiore; il voltmetro dunque deve essere utilizzato su una posizione che assicura una deviazione sufficiente dell'indice per la gamma più piccola.

Per controllare il funzionamento di tutti i transistor di un amplificatore si può collegare un voltmetro elettronico o un oscilloscopio ai capi della bobina mobile dell'altoparlante applicando all'ingresso il segnale prodotto dal generatore di

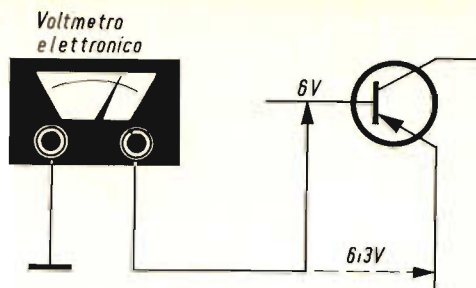



Fig. 4 - Metodo di prova di un transistor in bassa frequenza.

B.F. e risalendo la catena di montaggio, dagli stadi finali agli stadi di preamplificazione secondo il metodo abituale della riparazione dinamica.

In questo modo si ottiene una indicazione generale di buono o cattivo funzionamento, ma l'impiego dell'altoparlante come indicatore della corrente di uscita non è generalmente sufficiente; è preferibile mettere una resistenza di valore equivalente a quello di una bobina mobile ai capi del secondario del trasformatore di uscita e di collegare il voltmetro alla estremità di questa resistenza.

Man mano che si effettua il controllo dallo stadio finale verso i primi stadi di preamplificazione, si deve constatare la produzione di una tensione più elevata e che resta quindi normale.

Una tensione troppo elevata non è necessariamente un segno di buon funzionamento; l'iniezione di un segnale può, in effetti, produrre delle oscillazioni parassite che aumentano artificialmente la tensione risultante. Una diminuzione del guadagno di amplificazione, una insufficienza di livello, devono perciò attirare ancora maggiormente l'attenzione.

In maniera generale, un livello sonoro troppo basso può provenire da una batteria di alimentazione consumata o da un difetto dei transistor. Quando la potenza di uscita si abbassa dopo un breve periodo di funzionamento, si tratta generalmente delle batterie consumate che danno una tensione normale nel momento dell'accensione dell'apparecchio ma non hanno più la capacità necessaria. Se si ferma il registratore o lo si lascia spento per un certo tempo, lo stesso fenomeno si può ripetere diverse volte.

Verifica razionale delle tensioni

Per controllare gli amplificatori a valvole, si collega generalmente il puntale di controllo di un voltmetro o di un tester alla griglia di una valvola, con il ritorno a massa attraverso una resistenza di valore elevato. Nel caso dei transistor, il circuito d'ingresso collegato alla base è collegato alla batteria per mezzo di un partitore di tensione, collegato egli stesso ai capi di questa batteria e che determina anche il punto di funzionamento del transistor.

Per il controllo degli amplificatori, si impiega normalmente come abbiamo già detto, un generatore B.F. che ci può offrire una resistenza bassa, di modo che il suo collegamento fra la base e la massa, può determinare una variazione della polarizzazione del transistor e di conseguenza, del suo funzionamento normale. Per evitare il rischio di questo inconveniente, si deve intercalare nel circuito un condensatore d'arresto, avente una capacità dell'ordine di 1 μF e una bassa tensione di funzionamento (fig. 4).

In modo generale quando si controllano le tensioni, si utilizza un tester o un voltmetro elettronico e la differenza fra questi due apparecchi di misura consiste soprattutto nella loro sensibilità. Nel caso di transistor, la tensione di alimentazione supera raramente 9 V e il controllo si deve effettuare utilizzando una gamma di tensione molto bassa.

Fig. 5 - Verifica delle tensioni di polarizzazione di un transistor.

L'apparecchio è collegato in derivazione sui circuiti da controllare, questo produce un rischio di riduzione della resistenza e modifica la riproduzione (fig. 5).

Un controllo non ha dunque più valore se il tester non ha una sensibilità inferiore a 20.000 Ω per V; si tenga presente che il voltmetro elettronico è dell'ordine del megaohm. Quando si utilizza un milliamperometro per la misura della corrente, è sempre bene porre in derivazione un condensatore da 10 μF.

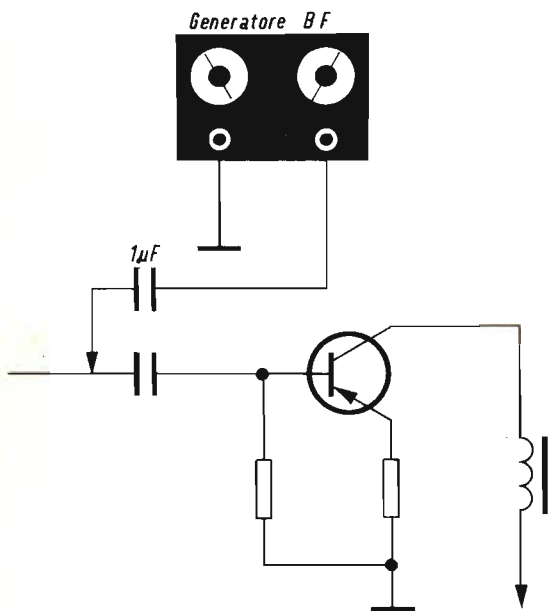
Delle prove elementari e rapide degli amplificatori a transistor come per quelli a valvole, si possono effettuare osservando i rumori prodotti semplicemente toccando dei punti sensibili del circuito.

Facciamo attenzione però a non cortocircuitare anche il circuito di polarizzazione d'ingresso di un transistor. La verifica può essere fatta controllando i ronzii prodotti toccando con precauzione il filo collegato alla base del transistor per mezzo di un cacciavite di cui terremo la lama metallica fra le dita.

Funzionamenti irregolari

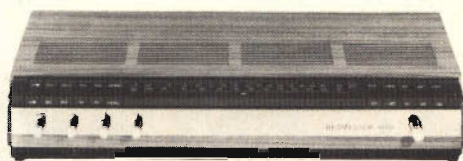
Le cause di questi rumori sono in parte analoghe a quelle constatate in un circuito a valvole. Pensiamo anche a un condensatore difettoso o a un commutatore ossidato, un potenziometro consumato o a una superficie ingrassata, a delle saldature poco aderenti o imperfette, a delle prese di collegamento o dei jack difettosi.

La maggior parte delle volte però i guasti sono dovuti ai collegamenti delle batterie dissaldati, arrugginiti, ossidati o parzialmente rotti, a delle saldature difettose sui circuiti stampati, sempre maggiormente usati in questi piccoli apparecchi o più semplicemente ad elementi delle batterie consumati, i quali presentano una resistenza interna variabile; questo determina dei rumori microfonici.

(Da « Le Haut-Parleur » 1201)

un B&O per Voi

BANG & OLUFSEN A/S BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT

Det danske kvalitetsmærke

1 beomaster 1000

Amplificatore - Sintonizzatore stereo FM « B.& O. »

Interamente transistorizzato. Ingressi per registratore, pick-up magnetico, piezo e presa per antenna esterna
Uscita per altoparlanti supplementari
Controlli di volume, toni separati e bilanciamento
Filtri antirombo, antifruscio e fisiologico
Sintonizzatore con AFC e collegamenti per decoder stereo
Elegante mobile in noce

1 beogram 1000-V

Giradischi stereo « B. & O. »

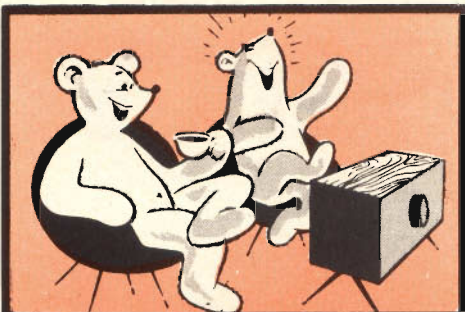
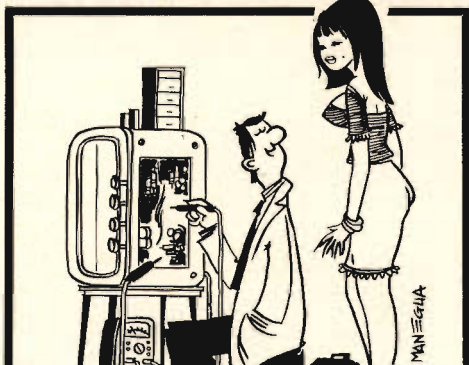
3 velocità - motore asincrono a 4 poli
Braccio in lega leggera bilanciato
Dispositivo di discesa frenata del braccio
Pressione d'appoggio regolabile da 0÷4 g
Completo di base in legno pregiato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio: 358 x 308 x 160

2 beovox 1000

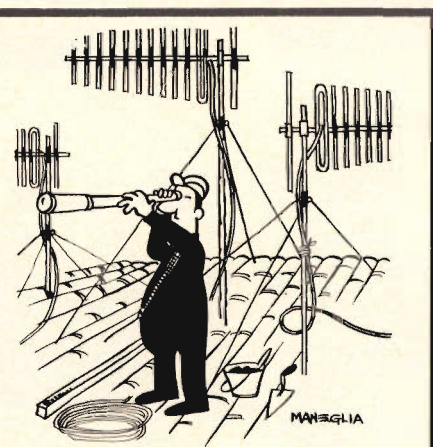
Diffusore « B. & O. »

Mobile in legno pregiato di tipo completamente chiuso
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 45 ÷ 18.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer
1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 470 x 240 x 190

presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia

a L.255.000

VIDEO RISATE

Ricordo benissimo: la prima volta che la vidi, il suo televisore aveva lo stesso guasto sul verticale.

Questo « Tester » non è mio! C'è forse un altro radiotecnico nella tua vita?

Ti ho detto di guardare l'orizzontale e non l'orizzonte.

Orientamento difficile.

IL MURO DEL SUONO

ACUSTICA

Dopo l'avvento degli aerei a reazione tutti sanno, per sentito dire o per vaghe nozioni apprese dalla stampa, che cosa è il **muro del suono**. Più noti ancora sono gli effetti, poiché è assai frequente essere sorvolati da apparecchi che, prima velocissimi e tuttavia silenziosi, poi, non appena superato il nostro punto di osservazione, c'investono con un boato da giudizio universale. Questa non è che la prima manifestazione auditiva di un aereo che si trovi a passare sulle nostre teste e che viaggi a velocità eguale o vicina a quella del suono. Il fenomeno è di facile spiegazione: fintanto che l'aereo si avvicina esso si sposta presso a poco insieme alle vibrazioni dei rumori che produce, in altre parole, l'aereo e i suoi rumori giungono insieme e possiamo udirli soltanto qualche tempo dopo che ci avrà sorpassato, tempo che è tanto più lungo quanto maggiore è l'altezza dell'apparecchio dal nostro punto di ascolto.

La velocità di propagazione del suono differisce secondo il mezzo che attraversa. Al livello del mare la sua velocità è di circa 1.200 km orari (in teoria viene indicata per 340 m al secondo alla temperatura di 0°C). Ma aumentando l'altitudine la densità dell'aria diminuisce e quella del suono aumenta. Il termine « velocità sonica », qualunque sia l'oggetto in movimento considerato, è sempre riferito alla velocità di propagazione del suono nell'aria. Così si dice supersonico l'aereo che viaggia ad oltre 1.200 km/h.

Fin da quando gli aerei furono in grado di oltrepassare questi limiti di velocità, si manifestarono gravissimi inconvenienti imprevisti: una successione di urti spaventosi (per averne un'idea approssimativa si pensi ad una automobile lanciata a tutta velocità sopra una strada piena di buche profonde), perdita di controllo da parte dei piloti, sollecitazioni meccaniche degli apparecchi fino al limite della resistenza.

Le prove eseguite in soffieria (una specie di tunnel nel quale, restando fermo l'aereo, viene spinta aria a grande velocità, simulando così le condizioni di volo attorno ai 1.200 km/h) misero in evidenza l'esistenza di una specie di « muro », una barriera d'aria pressurizzata che si formava davanti alle strutture dell'apparecchio al momento in cui questo raggiungeva la velocità del suono. E fu noto anche che, una volta superata questa barriera, l'aereo poteva nuovamente volare senza scosse e senza pericolose vibrazioni, al di là della velocità del suono.

Il fenomeno apparentemente semplice, è invece estremamente complesso. Cercheremo di darne una spiegazione di comune accessibilità. Cominciamo col dare un significato ai termini « muro del suono » e « numero di Mach » (Mach è il nome del fisico Austriaco che ha studiato i fenomeni aerodinamici dell'alta velocità). Il muro del suono è l'accumulo d'aria che si forma davanti all'aereo quando la sua velocità eguaglia quella del suono. Il Mach rappresenta la velocità alla quale il suono può spostarsi nell'aria ad una densità e temperatura definite.

Abbiamo visto che al livello del mare il suo spostamento è di 1.200 km/h, ma ad altitudini superiori questa velocità è considerevolmente meno elevata. È per questa ragione che la velocità del suono a non importa quale altezza è considerata come un indice normativo detto Mach 1 (oppure M-1). Si può quindi indicare la velocità, sia in km/h che in Mach. Per esempio, se 1.200 km/h a livello del mare equivalgono a Mach 1, 600 km/h allo stesso livello saranno Mach 0,5; allo stesso modo che 2.400 km/h, sempre a livello del mare, equivalgono a Mach 2. Infine, se l'aereo vola all'altezza di 12.000 metri, la velocità alla quale il suono può spostarsi a quella altitudine ed alla equivalente temperatura, cade approssimativamente a 1.050 km/h.

Prima di occuparci del « bang » supersonico, quel rumore assordante che assomiglia ad un'esplosione, conviene dire qualche cosa sul « trascinamento », la resistenza opposta dall'aria al passaggio di un mobile. Vi sono due specie di trascinamento, una detta di forza ascensionale nulla, dovuta allo sfregamento dell'aria contro le ali ed in generale su tutta la struttura dell'aereo supersonico. L'altro tipo di trascinamento, detto di portanza, è dovuto alla turbolenza dell'aria. Il trascinamento si manifesta anche negli aerei che volano al disotto della velocità supersonica, ma per quelli che superano la velocità del suono, interviene un altro tipo di trascinamento, chiamato « trascinamento d'onde », che si manifesta con una serie di onde d'urto. Queste onde d'urto non sono altro che forti vibrazioni della pressione dell'aria e caratterizzano i movimenti dell'aria alle velocità supersoniche. Per la loro stessa natura, queste variazioni di pressione non possono spostarsi a velocità superiori a quelle del suono, vale a dire che se l'aereo si sposta anch'esso alla stessa velocità, si avranno accumuli d'aria sotto pressione su tutte le strutture anteriori dell'apparecchio, capaci di determinare una successione di urti.

Che cosa avviene? Supponiamo di produrre un rumore in un punto qualsiasi; esso si sposta in tutte le direzioni sotto forma di onde sonore, come le increspature dell'acqua tranquilla dopo di avervi gettato un sasso. Ma se la sorgente sonora viene messa in movimento, le onde sonore risulteranno ravvicinate anteriormente e spaziate dietro, rispetto al senso di spostamento della sorgente.

È il fenomeno conosciuto come « effetto Doppler » il quale si manifesta con la variazione della frequenza del suono quando la sua sorgente è in movimento. Il fischio di un treno udito da un punto fisso lungo il suo percorso, sarà percepito acuto mentre si avvicina e grave quando si allontana, appunto per la disposizione delle onde sonore, compressa anteriormente alla sorgente e allargata posteriormente rispetto alla direzione.

Consideriamo ora una sorgente sonora che si sposti più rapidamente del suono, vale a dire un aereo a velocità supersonica. Le variazioni della pressione dell'aria, o rumori, non possono spostarsi in avanti, essendo « portate » da una velocità superiore, cioè maggiore di quella del suono. Al contrario, esse hanno tendenza a indietreggiare. Ne risulta che i salti o gli impulsi di pressione vengono a costiparsi gli uni sugli altri lungo un cono che forma un angolo determinato. Il seno di tale angolo è uguale al rapporto fra la velocità del suono e la velocità supersonica. Il cono d'onda, o onda d'urto, e l'angolo da esso formato si chiama in aerodinamica angolo di March.

Da quanto è stato detto, è facile comprendere perché un aereo che voli a velocità supersonica sembri silenzioso e poi, quando l'osservatore viene a trovarsi nel cono di propagazione, si produca il rumore assordante detto « bang ». Se l'osservatore potesse correre costantemente dietro l'aereo, esattamente nel punto dove si produce il « bang », egli potrebbe udirlo continuamente perché si verrebbe a trovare continuamente nel punto dove, con la scia dell'aereo si trova l'onda d'urto. L'intensità del « bang » dipende da una infinità di cause, fra cui l'altitudine dell'aereo in volo, le dimensioni, il peso ed anche le caratteristiche di forma, insieme ad altri fattori.

Data la continuità delle onde d'urto e la continuità della loro propagazione, il rumore (bang) dell'aereo si propaga sulla superficie del suolo sottostante lungo il

percorso di volo. Per fare una similitudine, è come se l'aereo avesse un faro dietro di se, con la differenza che invece di irradiare luce, propaga delle onde sonore. Un osservatore stazionario verrà investito da queste onde a un determinato momento e poi esse andranno gradatamente attenuandosi fino a scomparire, mentre un osservatore mobile nello stesso senso ed alla stessa velocità si troverà sempre sulla cresta o nell'insenatura dell'onda emessa dall'aereo, benché sia sempre entro il fascio angolare di propagazione delle onde sonore.

Il suolo è ciò che noi intendiamo come sensazione auditiva, quando l'aria circostante è perturbata da onde acustiche, in altri termini da una successione di variazioni della pressione atmosferica fatta di compressioni e di rarefazioni. i suoni ci pervengono attraverso l'aria circostante, ma essi possono trasmettersi anche nei solidi e nei liquidi e la loro intensità varia in funzione della densità del mezzo che attraversano

I nostri orecchi sono provvisti di cellule auditive cigliate che vibrano soltanto a determinate frequenze, si comportano infatti come dei diapson che vibrano se sollecitati da note ben definite. E più elevata è la frequenza delle onde sonore, più corta è la loro lunghezza d'onda.

Ritorniamo al paragone con l'acqua di uno stagno, la cui superficie sia stata perturbata dalla caduta di una pietra. Immaginiamo un corpo galleggiante posto in un punto qualsiasi dello specchio d'acqua a qualche distanza dal luogo in cui ha origine la perturbazione. Esso sarà soggetto ad una oscillazione ondulatoria verticale, ma non potrà spostarsi nel senso orizzontale. Ogni onda che passerà sotto il galleggiante lo farà salire e discendere ed esso registrerà l'ampiezza delle oscillazioni alle quali viene sottoposto, ossia il dislivello fra la cresta e il punto più basso dell'onda. Ma se il galleggiante si spostasse orizzontalmente con la identica velocità dell'onda, esso seguirebbe invariabilmente il suo percorso senza spostarsi verticalmente su e giù secondo l'andamento ondulatorio.

Abbiamo dunque compreso come avviene che, un osservatore al suolo in grado di spostarsi alla stessa velocità dell'onda d'urto di un aereo supersonico, non solo non sarà in grado di udire le variazioni della pressione atmosferica prodotte dal suono, ma neanche il « bang » corrispondente all'onda d'urto che ha luogo nel superamento della velocità del suono. Soltanto quando la sorgente del « bang » passa sopra l'osservatore, fermo o relativamente mobile a velocità inferiore, esso potrà essere investito dall'onda d'urto che, in determinate circostanze, assume l'intensità di un'esplosione.

Ivo Andreini

di P. Soati

LE COMUNICAZIONI

STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

XIII parte

Con questo numero concludiamo la breve storia delle comunicazioni, che tanto consenso ha ottenuto presso i nostri lettori. Dato il carattere dell'esposizione, molti argomenti sono stati ridotti al minimo indispensabile, altri sono stati tralasciati. Comunque la trattazione completa della materia sarà oggetto, da parte dell'autore, di un volume della cui pubblicazione daremo notizia su questa rivista.

IL RADAR

La scoperta del RADAR, come tutte le altre invenzioni del genere umano, non può essere attribuita ad una sola persona bensì ad un gruppo di studiosi, il cui capostipite può essere ritenuto Marconi che, nella seduta tenutasi presso lo Institute of Radio Engineers di New York, il 22 Giugno 1922, ne aveva già illustrato il principio di funzionamento.

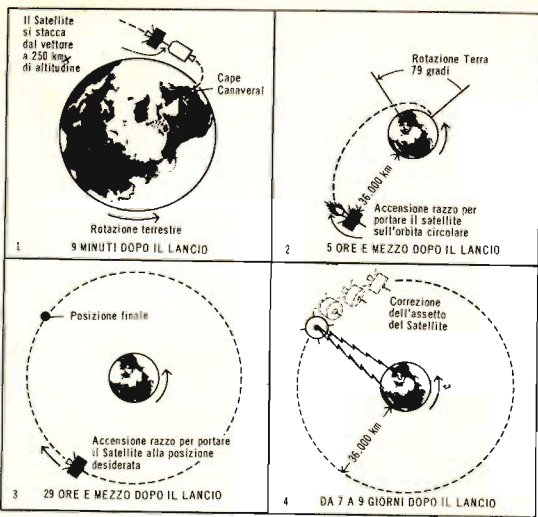



Fig. 1 - Varie fasi della messa in orbita sincrona di un satellite americano del tipo SYNCOM, per telecomunicazioni.

Il comandante Gino Montefinale, valente specialista nel campo degli apparati destinati ai radioaiuti alla navigazione, studioso ed autore di opere tecniche, nel fare la cronistoria del radar, partendo dalle esperienze di Marconi nel campo delle microonde, iniziate attorno al 1931, cita innanzi tutto Barkausen e Hurtz i quali, per «un caso fortuito», scopersero nel 1919 la possibilità di produrre delle onde cortissime mediante l'invenzione della polarità che normalmente era applicata alla griglia ed alla placca delle valvole di quei tempi e, successivamente, Gill e Morell che nel 1925 riuscirono a produrre, mediante l'uso di un circuito a fili di Lecher, delle onde comprese fra 100 e 15 centimetri. Proseguendo il suo esame il Montefinale, dopo aver precisato che Uda nel 1928 ottenne lunghezze d'onda dell'ordine di 5 centimetri, fa la storia degli oscillatori a cavità, delle guide d'onda, dei magnetron e klystron che permisero di realizzare e di perfezionare, i primi apparati tipo Radar. Pubblichiamo un passo integrale della suddetta memoria, che ci sembra di notevole interesse storico:

Fig. 2 - Schema di una rete di collegamento tramite onde e.m. o laser con l'impiego di tre satelliti sincroni.

« ...non fu cosa facile, fino alla morte di Marconi, ed anche oltre, sfatare la credenza che egli avesse concepito un sistema di radioonde capaci di fermare i motori degli aeroplani in volo, tanta era la fiducia che il volgo poneva nel di Lui genio creativo e nelle possibilità della sua invenzione: ma questa, Lui scomparso, ha risposto ugualmente alla aspettativa popolare con il radar che ha compiuto, sotto altro aspetto, il miracolo che la fantasia di molti attendeva da Marconi. Non è compito di questa breve rassegna esaminare a fondo l'argomento, che richiede una diffusa trattazione, ma non potrei concludere questa mia memoria senza dedicare uno sguardo d'assieme alla più clamorosa conquista fatta dalla radio, sulla nuova via aperta da Marconi nel 1931. È ormai noto che il provvidenziale apparecchio ha avuto la sua prima origine in Gran Bretagna (evidentemente il Montefinale ha trascurato di citare quanto aveva già realizzato il sovietico P. Ochtchepkov per mancanza, a quell'epoca, di informazioni), a seguito degli studi promossi dalla RAF attorno agli anni 1934 e 1935, sotto gli auspici di un comitato di esperti posti sotto la direzione di Robert Watson-Watt, fisico inglese nato nel 1892. La prima apparecchiatura funzionava, a quanto pare, con onde di poco superiori al metro.

I successivi perfezionamenti del magnetron, avvenuti nel 1939-1940, aprirono decisamente la via al radar a microonde.

Assai difficoltoso apparve il problema della ricerca e della localizzazione goniometrica e telemetrica degli aerei,

trattandosi di rilevamenti a distanze relativamente brevi degli ostacoli di piccole dimensioni, spostantisi a grande velocità. V'era, al riguardo, la precedente esperienza, ma in senso inverso, dei radioaltimetri, nei quali si era cercato di utilizzare, per determinare le quote del velivolo, degli echi di segnali lanciati perpendicolarmente alla terra da sotto la fusoliera, ed anche esperienze degli ecometri, o scandagli a quarzo e a magnetostrizione, in alcuni tipi dei quali, ad esempio quello di Marconi, si impiegava un oscillografo che consentiva la lettura diretta della eco.

Il problema della radiotelemetria orizzontale, basata sul principio delle eco fu affrontato in Italia dal prof. Ugo Tiberio, con apparecchi ad onde metriche, né era mancato un vero e proprio brevetto di « radiogoniometro spaziale » da parte dell'Ing. Ernesto Montù, nel 1936...».

A queste note, per se stesse così complete, si può aggiungere soltanto che attorno al 1926 gli americani M.A. Tuye e G. Breit e l'italiano prof. Uvo Ranzi, sperimentarono delle emissioni ad impulso che consentivano la separazione del segnale diretto dalla relativa eco, metodo questo che fu poi usato da sir Appleton

Fig. 3 - Antenna di un radar meteorologico Meteor RMT 50-5A della ditta Selenia di Roma.

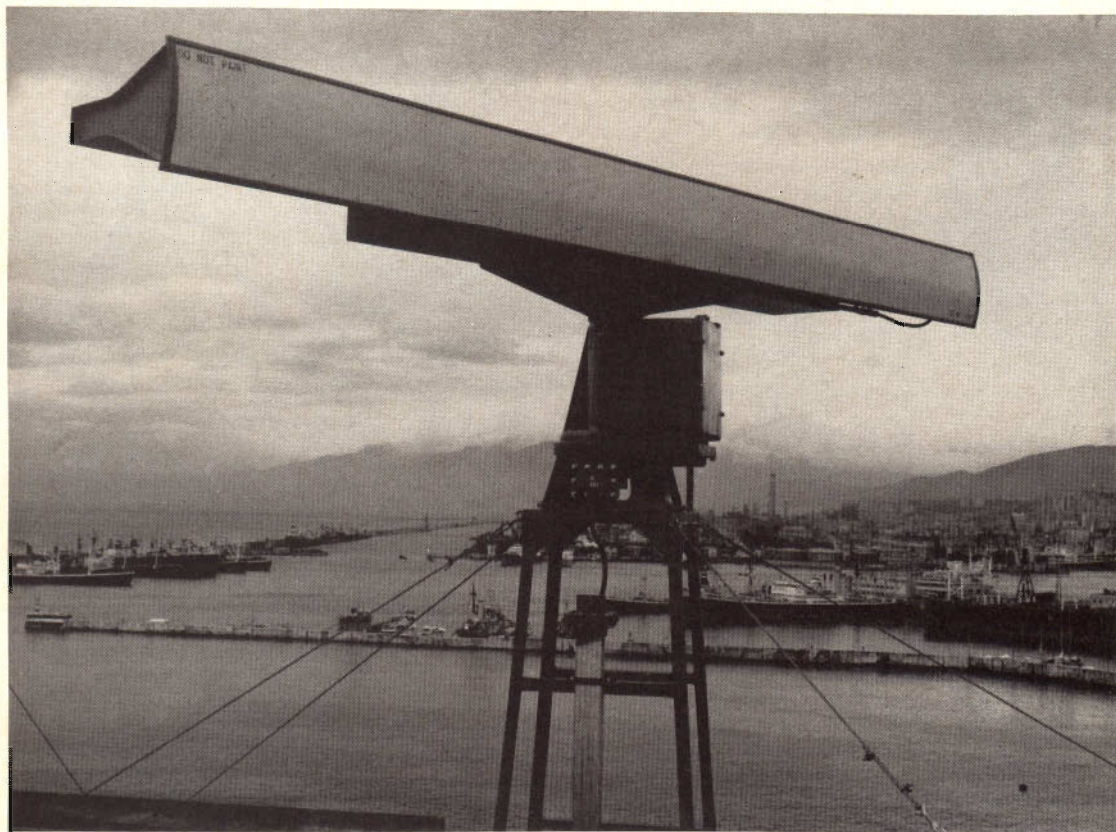
per le sue esperienze atte a stabilire l'altezza degli strati ionosferici.

Nell'URSS uno dei maggiori pionieri e studiosi del radar fu l'ingegnere Pavel Ochtchpkov, che fin dal 1932 ebbe l'idea di perfezionare i sistemi di intercettamento degli aerei. Il 10 luglio 1934, nelle vicinanze di Leningrado, l'Ochtchpkov effettuò i primi esperimenti pratici con un radar avente la potenza compresa fra 150 e 250 W, che lavorava sulla lunghezza d'onda di 4,7 metri, con un angolo di elevazione di 60°. Durante tali esperimenti gli aerei che passavano sopra la base prestabilita, furono avvistati ben 15 volte su un raggio di 3 chilometri. In seguito questo apparecchio fu perfezionato e permise di effettuare rilevamenti fino alla distanza di 75 chilometri: esso era noto con il nome di « rapid ».

Abbiamo già accennato al fatto che lo sviluppo degli apparecchi destinati alla radionavigazione marittima od aerea, che con termini più appropriati dovrebbero essere definiti **« radio aiuti alla navigazione marittima ed aerea »**, ebbero inizio con la costruzione del radiogoniometro da parte di Artom, Tosi e Bellini, il primo esemplare del quale fu installato a bordo del piroscafo Mauretania della compagnia Cunard Line nel 1912. Questo sviluppo si concretò con la costruzione dei radiofari per l'esecuzione dei rilevamenti radiogoniometrici dalle navi, o dagli arerei, ai quali si affiancarono i radiofari girevoli, il cui scopo è di permettere dei radiorilevamenti di rotta anche ai mezzi mobili sprovvisti di radiogoniometro.

Il **Consol**, che fa parte degli apparecchi attuati durante l'ultimo conflitto mondiale, non è altro che un radiofaro avente molte direzioni di equisegnale, con un sistema di lobi mobili, e che consente di ottenere rilevamenti con un solo computo di linee e punti, mentre il Popi, come il Consol, mediante dei misuratori della

Fig. 4 - Antenna del radar di navigazione Pathfinder mod. 1640 della Selenia di Roma.

Vittoria Solinas

al vostro fianco
nelle ore
di relax

ONIX
AR/34

Radioricevitore da poltrona
A 7 transistor per OM
Telaio a circuito stampato
Altoparlante ad alto rendimento acustico
Antenna in ferroxcube incorporata
Potenza d'uscita: 200 mW
Alimentazione: 9 Vc.c.
Mobile in polistirolo antiurto con base
in pelle a sacchetto.

ZZ/0066-00

differenza di fase, permette di effettuare dei rilevamenti a distanze anche superiori alle 1500 miglia.

Fra i numerosi apparati che hanno fatto la loro comparsa nel recente dopo guerra si debbono citare il Gee, il Loran, il Decca, il Raydist, e molti altri aventi scopi identici e caratteristiche equivalenti.

Prima di dare termine a questo capitolo è opportuno chiarire che esistono due famiglie distinte di radar: i **radar primari** ed i **radar secondari.** Con i primi viene inviato nello spazio un fascio di impulsi ad onde ultracorte direttive verso l'obbiettivo da localizzare, in terra, in mare od in cielo, riproducendo la relativa eco sopra uno schermo oscillografico fluorescente, in modo da ottenerne il rilevamento, il valore della distanza oppure l'immagine panoramica dell'oggetto localizzato, a seconda del tipo di radar impiegato. Con i radar secondari viene invece usato un trasmettitore del tutto simile a quello del sistema precedente, che assume le caratteristiche di «interrogatore», mentre il bersaglio che si vuole riconoscere è fornito di un radar « risponditore » che, ricevendo gli impulsi dell'apparato interrogatore, ritrasmette automaticamente un'altra serie di impulsi secondo un ben determinato codice. Detti impulsi sono facilmente individuabili da chi li riceve, che è in possesso del relativo codice, e servono a stabilire se il mezzo rilevato è amico. Nel caso in cui il radar interrogatore intercetti un mezzo mobile dal quale non parte alcun segnale, ciò significa che si tratta di un mezzo nemico, o comunque che non è quello desiderato.

IL RADAR NELLA NATURA

È noto che la natura ha dotato alcuni animali, pesci compresi, di un organo del tutto simile al radar. È stato provato infatti che il pipistrello durante il suo volo

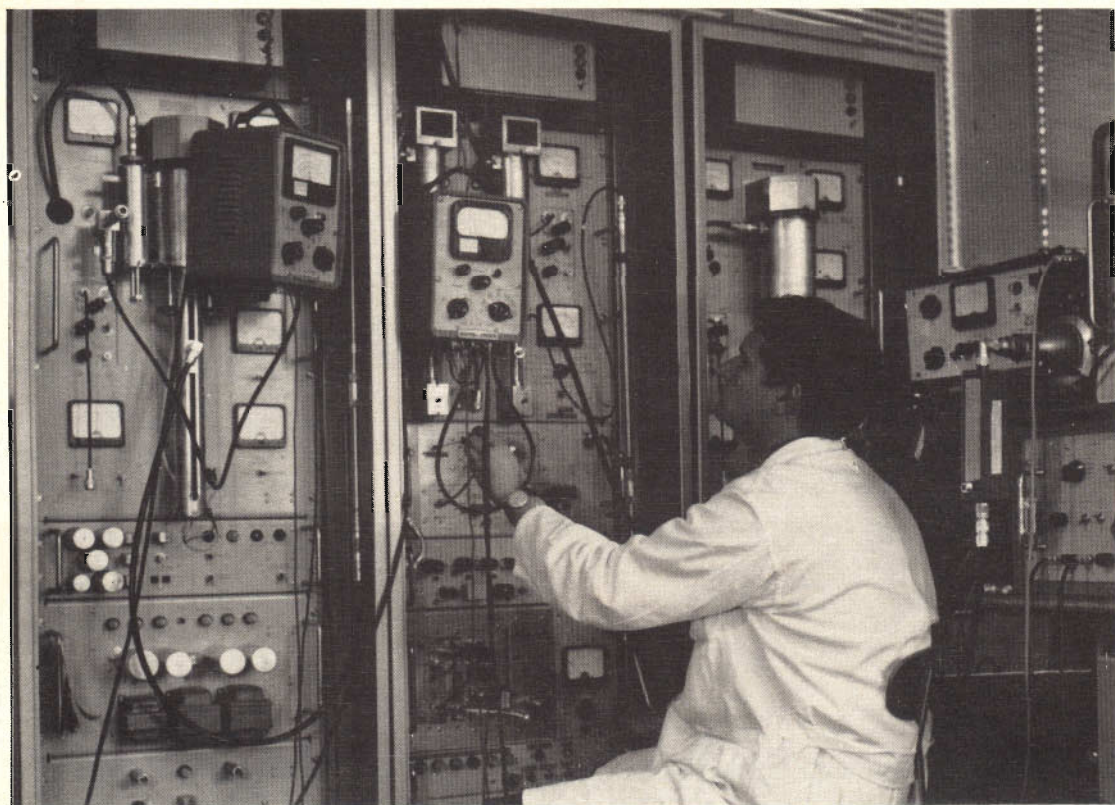



Fig. 5 - Un tecnico addetto al controllo di apparecchiature per telecomunicazioni spaziali (Ind. Elettroniche Selenia).

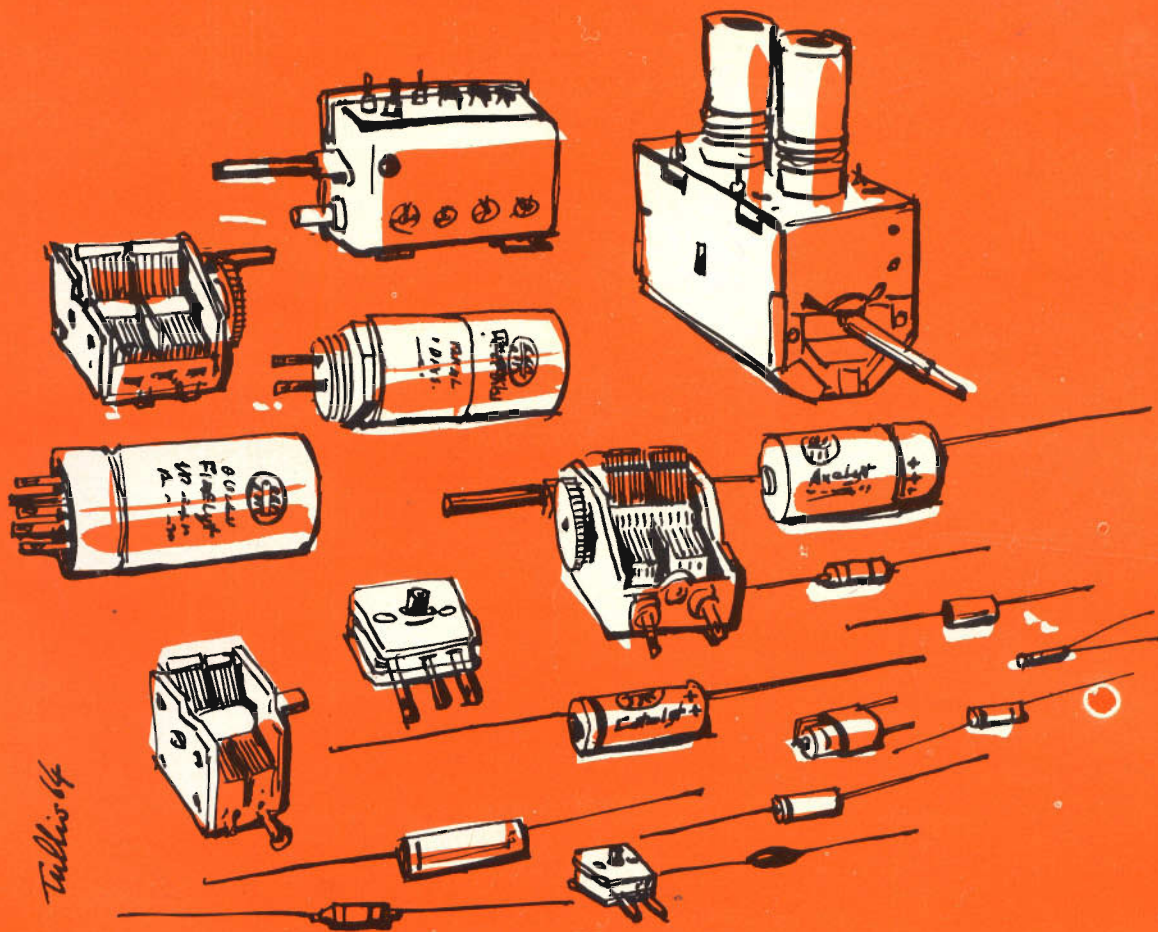
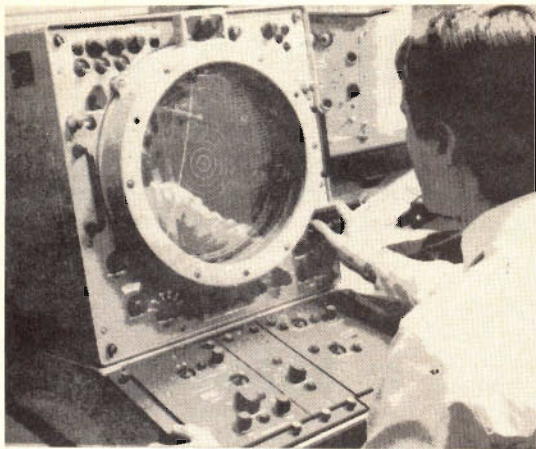



Fig. 6 - Schermo di un radar panoramico per radio navigazione.

può emettere due note di tonalità diversa. Mentre la prima ha una frequenza dell'ordine di 7000 Hz e può essere udita da qualsiasi persona in possesso di un udito sensibile, la seconda invece ha una frequenza molto più elevata appartenendo alla gamma degli ultrasuoni. Per emettere questa seconda nota il pipistrello, la cui capacità visiva è molto limitata, è stato dotato dalla natura del naso, gola e orecchio disposte in un modo del tutto particolare ed alquanto complesso, che ancor oggi è oggetto di studio, e che gli permette di emettere dei segnali ad alta frequenza.. Durante l'emissione della nota un apposito muscolo consente di bloccare il sistema auditivo in modo che esso risulta sensibile soltanto alla eco provocata da un eventuale ostacolo che sia colpito dal segnale emesso: in questo modo il pipistrello può evitare urti in quelle zone dove anche molti ostacoli possono intralciare il suo volo. Lo studio del comportamento del volo del pipistrello è stato effettuato mediante delle riprese cinematografiche e con l'aiuto dei raggi infrarossi. Ciò ha permesso di stabilire che questo animale è un possesso di un sistema di localizzazione così perfetto da poter captare l'eco di fili aventi un diametro inferiore al centesimo di millimetro e disposti in un locale chiuso e al buio. È stato pure assodato che la frequenza di

Fig. 7 - Batteria di missili HAWK radiocomandati Selenia di Roma.

emissione si aggira sui 45.000 Hz con una durata massima di 1/100 di secondo e minima di 1/200. La successione degli impulsi avviene normalmente con un ritmo di 5 o 10 volte al secondo ma, in presenza di ostacoli, può salire a 50 volte.

Esperimenti eseguiti dal Centro Sperimentale di Scienze Naturali del Manitoba hanno dimostrato che alcuni uccelli risentono in modo particolare dei segnali emessi dagli impianti radar. Le ricerche su questo fenomeno furono suggerite dalle osservazioni compiute nel laboratorio dell'Università John Hopkins, durante l'ultimo conflitto mondiale, quando nel corso di un esperimento ci si accorse che un fascio di onde e.m. radar, intercettando casualmente uno stormo di anitre, provocò un totale sbandamento e la dispersione di tutti i volatili.

Il Centro di Studi Ornitologici di Flint nel Canada ha fatto seguire da aerei ed elicotteri, dotati di potenti apparecchiature radar, gli spostamenti e le migrazioni di stormi di starne, anitre, pivieri, ed altre specie minori di uccelli: in relazione a questi esperimenti il prof. Yeagley è arrivato alle seguenti conclusioni: « sotto l'azione delle onde e.m. emesse dal radar gli uccelli è come sbattessero contro una barriera insormontabile, inoltre qualcosa di sconvolgente si manifesta nei loro riflessi e nella loro sensibilità. Se il radar li inquadrasse per una intera giornata consecutiva essi finirebbero certamente per crollare al suolo privi di vita.

IL LASER

Una fra le maggiori invenzioni che siano dovute al genio umano è quella del laser, annunciata per prima dai tecnici americani.

Il nome di Laser risulta composto dalle prime lettere della definizione inglese « Light Amplification by Stimulated of Radiation », che significa « amplificazione della luce tramite l'emissione provocata da radiazioni ». Attualmente esistono molti tipi di laser. Il più comune è quello a rubino, formato di molecole di ossido di alluminio e da atomi di cromo e che, data la sua attualità, descriviamo brevemente.

Una bacchetta di rubino sintetico è circondata da una fonte luminosa, ad esempio un tubo al neon avvolto a spirale. La luce che proviene dal tubo agisce sugli atomi di cromo i cui elettrodi cambiano orbita. Quando essi ritornano sulla loro orbita primitiva, emettono a loro volta della luce che ha la caratteristica di propagarsi con un fascio molto stretto.

La principale particolarità del laser consiste, per l'appunto, nel produrre dei fasci di raggi luminosi quasi paralleli fra loro, in modo che la luce emessa non si disperde in tutte le direzioni e può perciò trasportare a distanza una notevole quantità di energia, ciò a differenza dei raggi che partono da una qualsiasi altra sorgente luminosa i quali seguono normalmente un cammino divergente, come è possibile constatare facendo penetrare un fascio di luce in un ambiente oscuro, attraverso un'apertura molto stretta.

Naturalmente il fascio di luce emesso dal laser, a seconda delle esigenze, può essere fatto convergere o si può maggiormente concentrare, ricorrendo a delle lenti ottiche. Esistono altri tipi di laser nei quali l'emissione dei raggi ottici è stimolata da altri corpi, solidi o gassosi. Detti modelli aprono delle grandi prospettive nel settore delle telecomunicazioni. La luce possiede infatti le stesse caratteristiche delle onde e.m. ma di queste ha una lunghezza d'onda molto più corta (cioè ha una frequenza molto più elevata), caratteristica questa che in avvenire consentirà di usare un raggio laser per trasmettere contemporaneamente migliaia e migliaia di messaggi, molti di più cioè di quanto sia possibile oggigiorno mediante l'impiego delle frequenze ultra elevate. Altro notevole vantaggio di queste genere di comunicazione è di eliminare del tutto le interferenze e di assicurare loro maggiore segretezza. Inoltre mediante l'impiego di un limitato numero di satelliti artificiali della terra, collegati tramite dei fasci di luce laser, sarà possibile sostituire gli attuali cavi sottomarini e tutti gli altri sistemi usati per comunicare a grande distanza.

Il laser si presta a molti altri impieghi ed in modo particolare ad applicazioni biologiche dato che l'infima punta del pennello luminoso può essere diretta con pre-

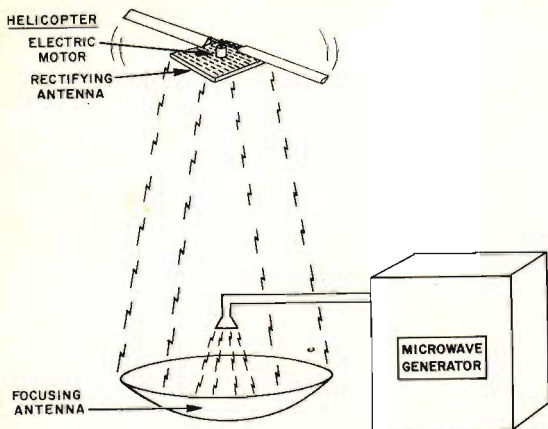



Fig. 8 - Una delle maggiori aspirazioni degli attuali scienziati è la trasmissione a distanza dell'energia. La figura si riferisce ad uno schema di un apparecchio a microonde, realizzato a questo scopo, negli Stati Uniti.

cisione su oggetti invisibili ad occhio nudo, come cellule isolate, embrioni di organi formati da un numero esiguo di cellule ecc. A questo proposito in Inghilterra è stato eseguito un curioso esperimento. In un uovo di gallina fecondato è stata praticata un'apertura ricoperta successivamente con una sottilissima lamina di vetro in modo da poter esaminare l'embrione al microscopio.

Si è diretto poi sull'embrione un fascio di raggi convergenti, emessi da un laser a rubino. Dopo una brevissima radiazione l'uovo fu collocato in una incubatrice dove restò per tre giorni. Si potè allora constatare che dopo 72 ore al posto degli organi che avrebbero dovuto cominciare a prendere forma, erano presenti solo le tracce dei tessuti che avrebbero dovuti generarli con una spettacolare eccezione: il cuore si era sviluppato normalmente, insieme con le principali arterie e batteva regolarmente. In poche parole il laser produsse lo straordinario effetto di far sviluppare un solo organo, un cuore senza organismo,. tuttavia funzionante. Si tratta indubbiamente di una nuova tecnica esplorativa ancora in fase spe-

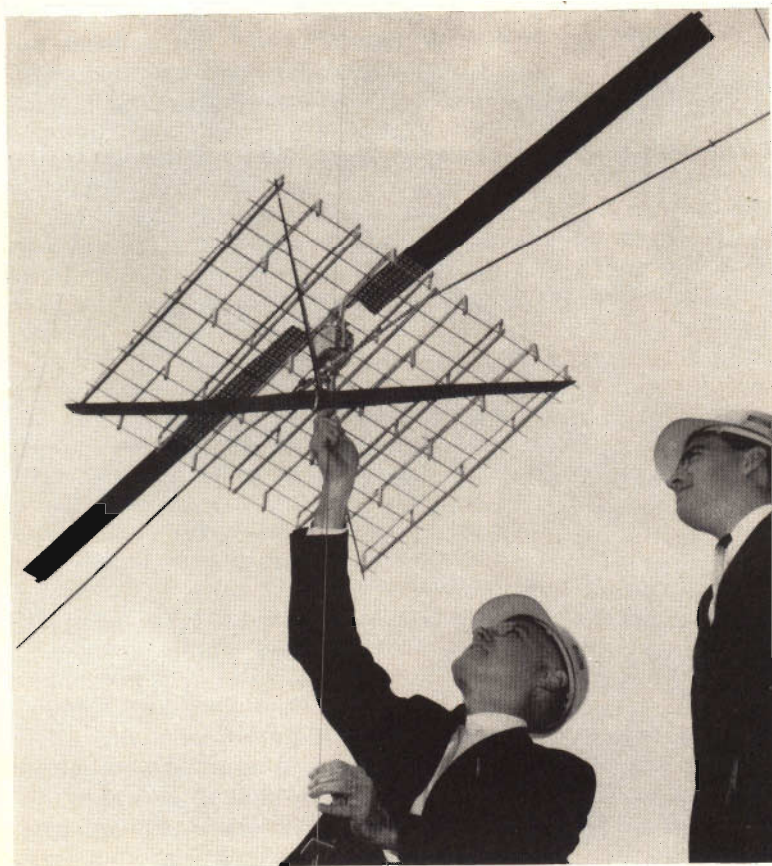



Fig. 9 - Esperimenti di trasmissione di energia a distanza tramite le microonde effettute negli Stati Uniti dalla Raytheon Co. Un minuscolo elicottero il cui motore è azionato da un fascio di microonde sta per alzarsi in volo. Lo schema di principio è dimostrato in fig. 8.

rimentale che però dischiude senz'altro le porte a stupefacenti prospettive anche se potrà amareggiare alquanto coloro che propendono a lasciare alla natura il compito di evolvere la specie umana.

Purtroppo insieme alla lieta novella giunge anche la solita notizia che di tutte le invenzioni riesce a metterne in evidenza il lato triste. Sembra infatti che sia stato messo a punto un fucile laser che non spara proiettili ma bensì dei raggi luminosi capaci di acceccare un uomo a 1500 metri di distanza e di appiccare il fuoco ai suoi vestiti. Qualcosa di simile cioè al famoso raggio della morte di cui tanto si è parlato in passato e che è destinato a gettare un'ombra, come già avvenne per la bomba atomica, sulla civiltà attuale e serve a dimostrare, se ancora ve n'è il bisogno, di quale pessimo uso dell'intelligenza umana sappiano fare gli uomini politici.

LE COMUNICAZIONI A DISTANZA CON IL PENSIERO

È tutt'altro fuori luogo terminare questa breve storia delle comunicazioni intrattenendoci brevemente su un argomento che sarà destinato senz'altro a fare parte della storia del futuro ed a riservare all'umanità sorprese che certamente non avranno precedenti nel campo delle invenzioni. Ci riferiamo alla trasmissione a distanza del pensiero umano: un argomento così tanto caro agli scrittori di romanzi di fantascienza!

Si tratta di un problema alla cui risoluzione sono interessati scienziati e tecnici di tutto il mondo, i cui studi convergono verso un unico punto: il cervello umano.

Nell'Unione Sovietica, dove esperimenti di questo genere sono condotti con notevole serietà e con dovizia di mezzi non comune si ammette, ad esempio, che la relazione che consente il collegamento

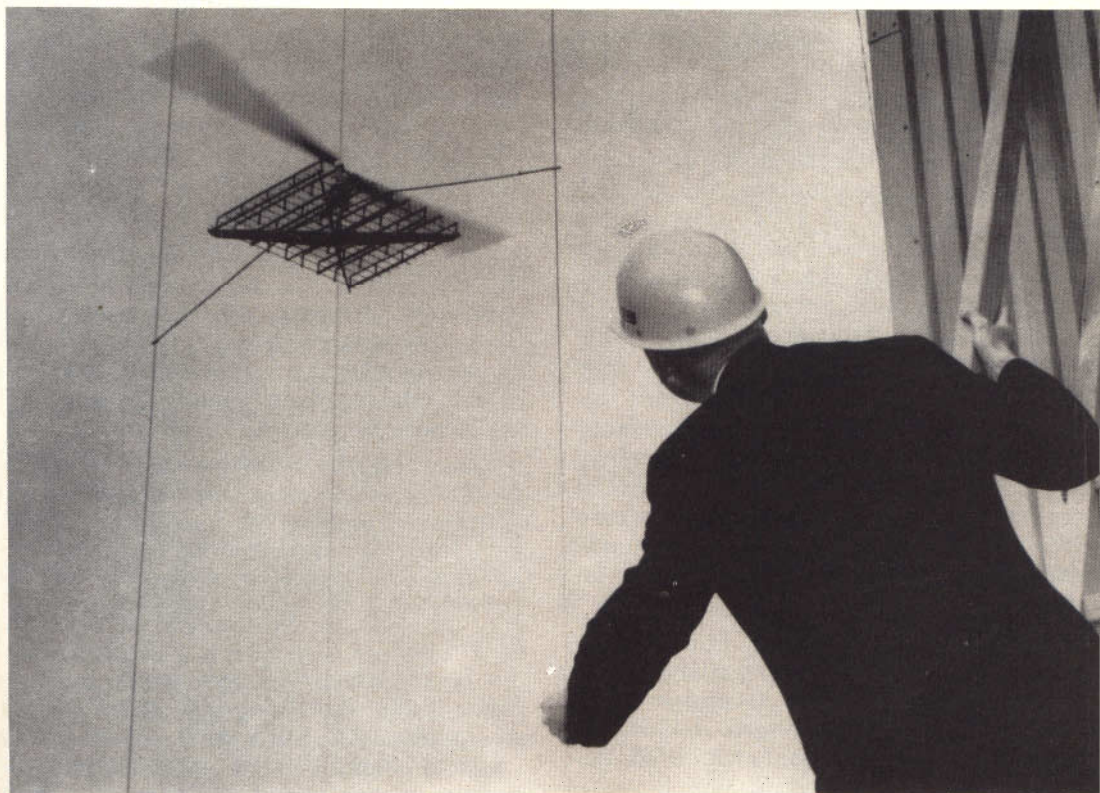



Fig. 10 - Esperimento riuscito! L'elicottero vola, utilizzando la sola energia fornitagli dal trasmettitore microonde.

fra un ipnotizzatore ed un medium sia un fatto ormai ampiamente riconosciuto. Infatti da tempo si è potuto avere la conferma che, mentre il cervello del medium agisce in funzione di un ricevitore, quello dell'ipnotizzatore produce delle onde, di tipo ancora a noi sconosciuto, ma del tutto simili a quelle di natura elettromagnetica.

Recentemente l'ingegnere elettrotecnico Bernardovich Kajunski ha pubblicato, tramite l'Accademia delle Scienze di Kiev, un'opera dal titolo « Rariocollegamenti biologici » nella quale sono stati raccolti i frutti delle esperienze di carattere telepatico delle quali egli stesso era stato protagonista.

Sotto la direzione dell'illustre scienziato Alessandro Vassilievitsc Leontovitsc egli si dedicò con continuità allo studio del sistema nervoso umano, raccogliendo anche una lunga serie di testimonianze che lo convinsero ancor più che una approfondita conoscenza del corpo umano consentirà, in un prossimo avvenire, di individuare quelle forze che oggigiorno ci sono ancora del tutto sconosciute.

Vladimir Leondovich Durov, un domatore di animali, che ha seguito con molto interesse l'opera di Kajinski assoggettandosi ai suoi esperimenti, nel giro di un anno, dal 1923 al 1924, effettuò più di 10.000 prove accuratamente controllate, durante le quali riuscì a trasmettere, ai soggetti che avevano accettato di collaborare con lui, degli ordini che venivano regolarmente eseguiti come se fossero stati pronunciati ad alta voce.

Sembra che il cervello del Durov irradiasse delle onde aventi una lunghezza di 1,8 millimetri. Purtroppo gli scarsi mezzi di controllo di quell'epoca non consentirono l'esecuzione di misure particolarmente precise della frequenza irradiata.

Attualmente gli studiosi sovietici ritengono di aver ottenuto qualche risultato positivo analizzando lo strano potere di una radiazione emessa dall'occhio umano, che pare sia suscettibile di essere ricevuta dalla glandola pineale.

Questa scoperta, se esatta, sarebbe una curiosa conferma ai sostenitori del **terzo occhio**, che nel 1959, al congresso di fisiologia di Buenos Aires, sostennero di aver constatato che l'eccitazione elettrica della glandola pineale aveva il potere di provocare l'illusione di alcuni femeni luminosi.

Tali radiazioni avrebbero una lunghezza d'onda compresa fra il limite inferiore delle onde hertziane e quello delle onde infrarosse.

Lo studioso tedesco Kirsche, specialista delle cellule nervose, ritiene di aver trovato nei neuroni dei dispositivi simili ad un radioricevitore, composti da un'antenna e da un rivelatore.

I ricercatori dell'istituto di fisiologia di Leningrado, che sono diretti dal dott. P.I. Gulyaev, si sono imposti una lunga serie di ricerche da condurre secondo determinate programmazioni, comprendenti fra l'altro, lo studio della telepatia fra gemelli, il comando diretto di macchine mediante l'impiego di segnali telepatici, l'eccitazione del sistema nervoso tramite l'uso di diversi tipi di radiazioni, lo studio delle comunicazioni telepatiche fra due persone, una che funge da trasmettitore l'altra da ricevitore, collegate entrambe ad un elettroencefalografo, e la registrazione diretta del pensiero.

Mentre istituti simili sono entrati recentemente in funzione a Praga ed in Polonia, intense, sempre su questo argomento, sono pure le ricerche in corso negli Stati Uniti.

Questo movimento a favore delle ricerche parapsicologiche sembra sia stato determinato dal notevole interesse mostrato sull'argomento dagli studiosi delle principali nazioni.

Uno studioso francese che ha partecipato a molti congressi in cui veniva trattata la materia in questione, parlando delle possibilità che la telepatia possa essere regolata da fenomeni del tutto differenti da quelli a noi noti affermava:

« Se la telepatia è realmente indipendente dalla distanza e si manifesta in un quadro del tutto diverso da quello "spazio-tempo", sarà necessario procedere ad una revisione, oltre che della psicologia, anche della fisica e della chimica ».

Riportiamo in questo articolo alcuni cenni sulla modulazione a banda laterale unica, trattando anche la soppressione dell'onda portante e la soppressione di una banda laterale ed infine la ricezione di un segnale S.S.B.

RADIO AMATORI

MODULAZIONE SU UNA SOLA BANDA LATERALE

Come tutti sanno i radioamatori dispongono per le loro trasmissioni di bande telefoniche molto strette; per questo scopo noi cerchiamo di utilizzare queste bande nel modo più razionale possibile.

Uno dei mezzi più appropriati per avere questo effetto è quello di usare la modulazione su una sola banda laterale. L'intenzione di questo articolo è quella di dare agli amatori che fino ad ora non si sono occupati della modulazione su una sola banda laterale (S.S.B.) una breve spiegazione della natura di questo sistema di modulazione.

Per fare comprendere il principio della modulazione su una sola banda laterale, il sistema migliore consiste nel confrontare questo sistema di modulazione con la modulazione d'ampiezza normale. Rappresentiamo lo spettro di frequenze nel caso di modulazione d'ampiezza: in A.M. si trasmette in modo costante un'onda portante. Quando il trasmettitore è modulato, si producono simmetricamente rispetto all'onda portante, due bande laterali come si può vedere in fig. 1.

La larghezza di banda occupata da un trasmettitore AM dipende dal segnale di bassa frequenza da trasmettere.

Nelle bande per radioamatori, come regola generale, la bassa frequenza più elevata trasmessa è di ± 3 kHz, di modo che la larghezza di banda richiesta è di 6 kHz. A causa del fatto che l'onda portante non trasmette delle informazioni e che essa non ha dunque per questo fatto che poca importanza, essa può essere tralasciata per tanto che si possa introdurre

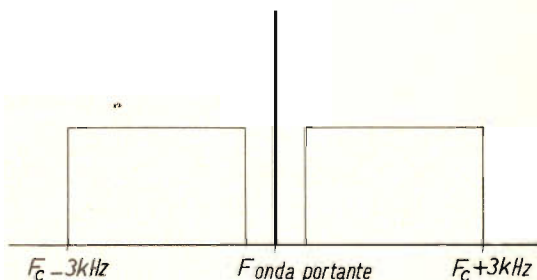



Fig. 1 - Onda portante e bande laterali formate da un trasmettitore modulato.

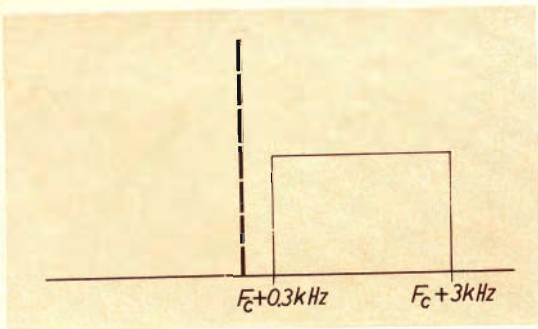



Fig. 2 - Onda portante a banda laterale unica.

di nuovo artificialmente nel ricevitore (questo è in effetti necessario allo scopo di ottenere di nuovo le oscillazioni di bassa frequenza esatte dopo la rivelazione).

In questo modo, si otterrà un aumento notevole del rendimento, perchè l'energia utilizzata nell'onda portante può quindi essere utilizzata per le due bande laterali.

La soppressione dell'onda portante può facilmente essere realizzata dalla parte del trasmettitore; tuttavia, dalla parte del ricevitore, si presentano delle difficoltà, perchè l'onda portante aggiunta nel ricevitore non avrà più la stessa fase dell'onda soppressa nel ricevitore. Se si va più lontano ancora e si sopprime anche una banda laterale durante la rivelazione, la fase dell'onda portante regolata non ha più importanza. La soppressione di una banda laterale non esercita più influenza sulla modulazione da trasmettere, perchè le due bande laterali sono disposte simmetricamente rispetto all'onda portante di modo che essa fornisce la stessa informazione. Lo spettro di frequenza risultante è rappresentato sulla fig. 2. Questa disposizione fornisce ancora un maggiore aumento di rendimento rispetto alla modulazione A.M.

Per permettere un confronto fra la modulazione di ampiezza e la modulazione su una sola banda laterale, non ammetteremo che un segnale di alta frequenza sia modulato al 100% da un segnale di B.F. da 3 kHz. Quando ci si riferisce alla rappresentazione vettoriale di A.M. (vedere la fig. 3), si vede che con una modulazione del 100%, l'ampiezza della banda laterale è al massimo uguale alla metà dell'ampiezza dell'onda portante. Lo spettro di frequenza corrispondente è rappresentato in fig. 4.

All'inizio, noi determineremo in percentuale il contributo della potenza dell'onda portante confrontata a quella delle bande laterali. Quando la tensione di cre-

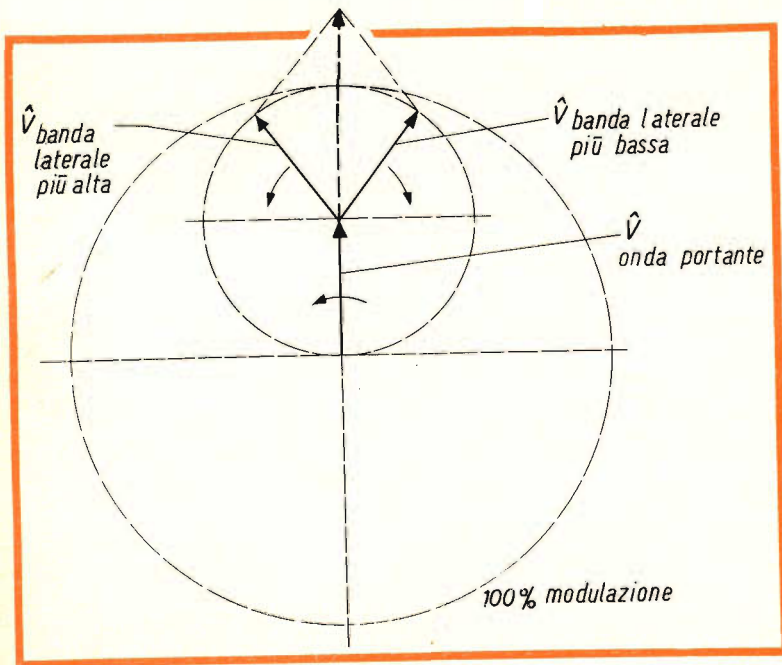



Fig. 3 - Rappresentazione vettoriale della modulazione di ampiezza.

sta dell'onda portante ha il valore di 1, le tensioni di cresta delle bande laterali hanno ciascuna il valore di 0,5; quando la potenza di cresta dell'onda portante è 1, la potenza di cresta di ciascuna banda laterale deve essere di 0,25 (W proporzionale a V^2).

Ne risulta che i due terzi della potenza RF totale si trovano nell'onda portante e un sesto solamente in ciascuna banda laterale. (E' più esatto dire che un trasmettitore S.S.B. da 100 W è uguale a un trasmettitore A.M. di 600 W).

Potenza di un'onda portante: potenza della prima banda laterale: potenza seconda banda laterale = 1 : 1/4 : 1/4 = = 4/6 : 1/6 : 1/6 = 2/3 : 1/6 : 1/6.

Quando si sopprime l'onda portante e una banda laterale, noi disponiamo della potenza totale per una sola banda laterale. Il rendimento in potenza diventa circa sei volte maggiore.

Un altro vantaggio è che nel sistema a banda laterale unica, è sufficiente una semi-larghezza di banda. Per questo fatto, dalla parte del ricevitore, ci si può accontentare di una larghezza di banda di un massimo di 3 kHz.

Grazie alla più piccola larghezza di banda, anche i disturbi dovuti ai segnali nelle vicinanze del segnale ricevuto diventano più piccoli.

A causa del fatto che non si trasmette l'onda portante, un segnale S.S.B. non potrà più essere disturbato da un « fading » selettivo. Il rendimento della stazione aumenta in quanto emette unicamente la

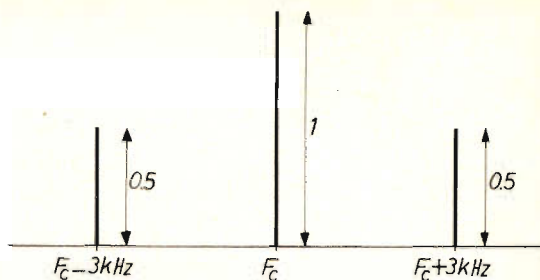



Fig. 4 - Spettro di frequenza che dimostra come con una modulazione al 100% l'ampiezza della banda laterale è al massimo uguale all'ampiezza dell'onda portante.

potenza RF, quando il trasmettitore è modulato. Un segnale S.S.B. non provoca più delle interferenze perturbatrici come è qualche volta il caso del segnale A.M. All'inizio un trasmettitore S.S.B. deve soddisfare due principi:

a) Sopprimere l'onda portante

b) Sopprimere una banda laterale

Soppressione dell'onda portante

L'onda portante può essere soppressa in diversi modi. Il circuito più usato è un modulatore push-pull (fig. 5) che assicura la soppressione dell'onda portante.

La tensione dell'onda portante è applicata simmetricamente per mezzo di due prese intermedie, mentre la tensione di modulazione viene trasmessa all'avvolgimento primario del primo trasformatore. L'ampiezza dell'onda portante deve essere un multiplo dell'ampiezza BF, vale a

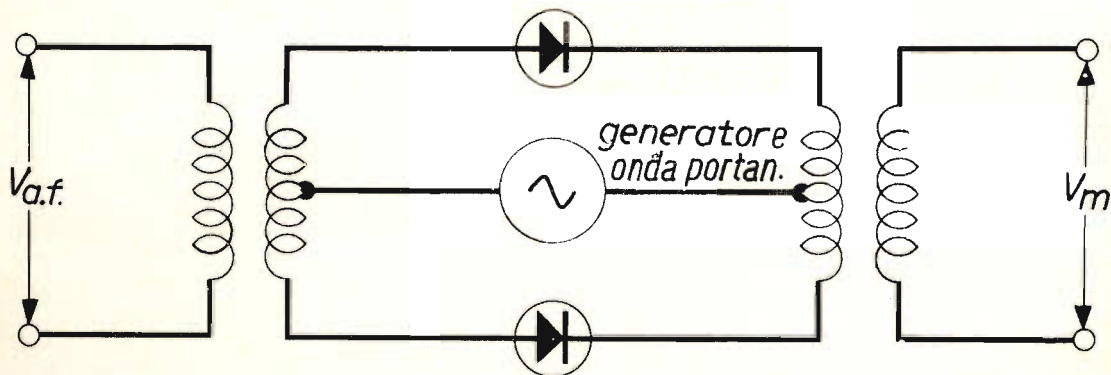



Fig. 5 - Circuito modulatore push-pull più usato per la soppressione sicura dell'onda portante.

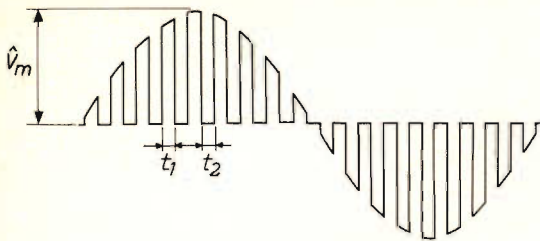



Fig. 6 - Forma d'onda del segnale di uscita del modulatore.

dire che il tasso di modulazione deve essere basso. L'onda portante apre e blocca i due diodi al ritmo della frequenza dell'onda portante. I diodi non assumono praticamente che una funzione di commutazione.

Quando i due diodi sono conduttori, i due trasformatori sono montati in serie e solo la tensione di modulazione viene trasmessa. Se i due diodi non sono conduttori, i collegamenti fra i due trasformatori viene interrotta. La tensione di bassa frequenza viene dunque interrotta al ritmo della tensione dell'onda portante. La forma della tensione di uscita modulata del modulatore è rappresentata in fig. 6. (Durante il tempo t_1, i diodi sono conduttori mentre durante t_2 i diodi sono bloccati).

Quando si scompone questa curva secondo Fourier, si constata che la presenza delle due bande laterali ($f_p + f_{mod}$) e ($f_p - f_{mod}$) è predominante.

La frequenza dell'onda portante si produce in modo maggiore.

Si deve ora ricordare che il modulatore deve essere realizzato in modo rigorosamente simmetrico, al fine che le correnti della tensione dell'onda portante nelle due metà dell'avvolgimento siano opposte e uguali fra di loro. Lo stesso effetto si può ottenere con l'aiuto di tubi (modulatori equilibrati). In questo caso, le griglie di un circuito push-pull sono modulate in opposizione di fase, mentre gli anodi sono collegati in parallelo, come si può vedere in fig. 7.

In questo circuito V_M rappresenta le due bande laterali di un segnale AM, senza componenti dell'onda portante.

Soppressione di una banda laterale

Esistono due metodi principali per sopprimere la banda laterale:

1) Il metodo dei filtri

2) Il metodo di fase

Il sistema dei filtri è il più semplice e quindi il più usato. In questo sistema, il segnale della banda laterale doppia che fornisce il modulatore push-pull è applicato a un filtro a una sola banda laterale. Questo filtro non lascia passare che una delle bande laterali. Come mostra la fig. 1 questo filtro deve avere una pendenza dei fianchi molto buona per poter assolvere la sua funzione. Attualmente, noi disponiamo di due specie di filtri che presentano la pendenza del fianco richiesta, e cioè il filtro a cristallo e il filtro elettromeccanico.

La maggior parte dei filtri elettromeccanici sono basati sull'effetto detto di magnetostrizione.

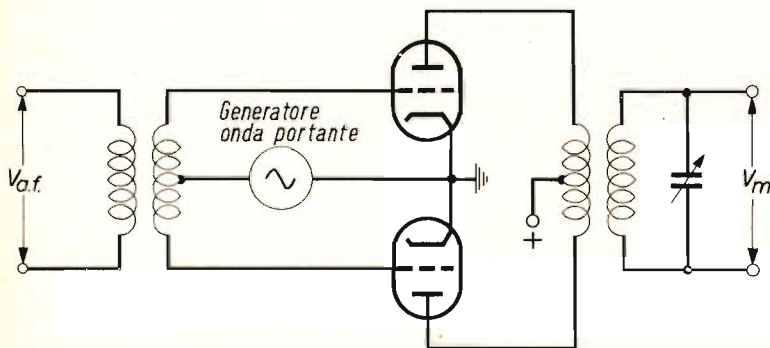



Fig. 7 - Circuito del modulatore equilibrato a valvole.

Fig. 8 - Schema a blocchi di un trasmettitore S.S.B. semplice.

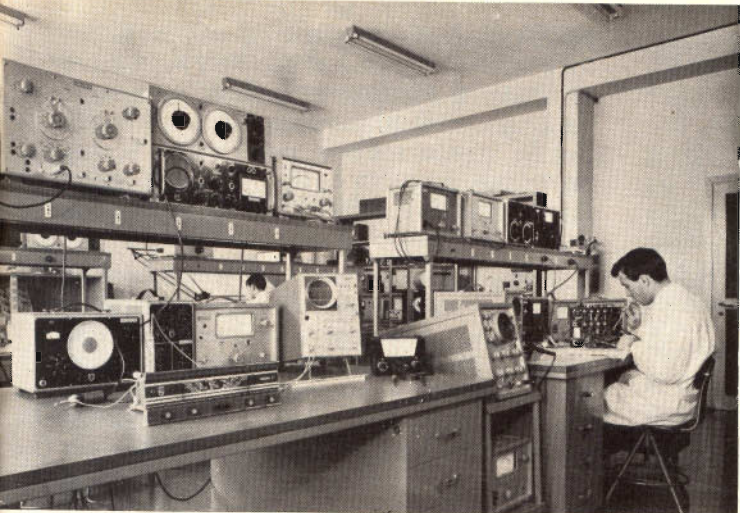
Sfortunatamente, questo genere di filtri è costoso e non può essere realizzato dall'amatore stesso. Tuttavia, un filtro a cristallo permette anche di ottenere una buona pendenza del fianco e inoltre offre il vantaggio di non essere molto costoso e di poter essere realizzato facilmente dall'amatore.

Con il metodo della differenza di fase, è necessario provocare uno sfasamento di 90° della tensione di modulazione su tutta la gamma di frequenze del suono. (I segnali R.F. devono anche essere sfasati di 90° fra di loro). Questo dà delle difficoltà nella costruzione e nella regolazione dei modulatori. Inoltre, la soppressione della banda laterale non è così buona come nel caso del metodo di filtraggio.

Lo schema a blocchi di fig. 8 rappresenta un semplice trasmettitore S.S.B. Nel modulatore M_1 che viene realizzato sotto forma di modulatore push-pull o di modulatore ad anello, si produce la soppressione dell'onda portante M_1 è alimentato da un segnale dell'oscillatore a cristallo (X_o) come onda portante e da un segnale BF come frequenza di modulazione. All'uscita del modulatore si producono ancora solamente le due bande laterali. Una delle bande laterali è soppressa nel filtro F e il segnale dell'altra banda laterale è miscelato nello stadio miscelatore M_2 con il segnale di un oscillatore a frequenza variabile (VFO = oscillatore a frequenza variabile). Il segnale risultante viene amplificato nello stadio RF seguente ed è applicato allo stadio di uscita. Lo stadio RF e lo stadio di uscita non devono provocare delle distorsioni, di modo che questi stadi non devono essere montati che in classe B.

Ricezione di un segnale S.S.B.

Durante la ricezione di un segnale S.S.B., si deve ristabilire l'onda portante soppressa dalla parte del trasmettitore. Supponiamo che un trasmettitore S.S.B. lavori su 3,6 MHz, vale a dire che l'onda portante soppressa si trovi su 3,6 MHz. Quando questo trasmettitore è modulato da un segnale B.F. di 2 kHz e la banda laterale superiore (f_p + 2 kHz) è trasmessa, si trasmette un segnale di 3,602 MHz.

Il ricevitore è accordato su 3,602 MHz con una media frequenza di 470 kHz. Il segnale del trasmettitore raggiunge quindi una media frequenza di 472 kHz, quando la frequenza dell'oscillatore del ricevitore (3,130 MHz) è più bassa della frequenza d'ingresso. Se la frequenza dell'oscillatore del ricevitore (4,070 MHz) è maggiore della frequenza d'ingresso, la media frequenza è di 468 kHz. Se regoliamo l'oscillatore di battimento (B.F.O. = = oscillatore della frequenza di battimento) su 470 kHz, si ottiene in cooperazione con la media frequenza una interferenza di 2 kHz proveniente dalla frequenza del modulatore del trasmettitore. Misceliamo dunque la media frequenza con il segnale dell'oscillatore di battimento. Quelli che vogliono lavorare in modulazione con una sola banda laterale devono verificare che sia il trasmettitore che il ricevitore siano molto stabili per quanto riguarda la loro frequenza. Se la frequenza del trasmettitore e quella del ricevitore non sono rigorosamente uguali, si produce uno slittamento di tutta la frequenza della modulazione di bassa frequenza. Uno spostamento di 50 Hz porta già un peggioramento notevole della qualità sonora.

SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

APPUNTI PER I RADIOCOSTRUTTORI E I TECNICI

IV parte

CONTROLLO DELLA SELETTIVITA' PER LA FREQUENZA IMMAGINE E LA FREQUENZA INTERMEDIA

(modulazione di ampiezza)

Le perturbazioni dovute ad insufficienza di selettività per la frequenza intermedia e la frequenza immagine si manifestano esclusivamente nei ricevitori supereterodina, cioè a cambiamento di frequenza, sotto forma di segnali che danno luogo a falsi accordi su frequenze considerevolmente lontane dalla frequenza che si desidera ricevere.

Come si è già avuto occasione di precisare in questa rubrica, nel caso più comune, cioè di un solo cambiamento di frequenza, la frequenza immagine risulta uguale alla frequenza di accordo più, o meno, il doppio del valore della frequenza intermedia, a seconda che l'oscillatore sia accordato al di sopra o al di sotto della frequenza di accordo.

Nei ricevitori in cui mancano gli stadi di amplificazione a radio frequenza, e specialmente nelle onde corte, talvolta riesce molto difficile precisare quale sia la frequenza di accordo e quale la frequenza immagine; infatti a causa di un difetto di allineamento, a parità di uscita, i livelli di entrata dei due segnali possono differire di poco fra di loro con dislivello inferiore ad una diecina di decibel. Se si presenta un caso del genere occorre procedere nel seguente modo:

1) regolare l'indice al centro gamma della gamma che si desidera controllare ed eseguire le operazioni indicate nel paragrafo successivo.

2) se agendo in questo modo il dubbio della sintonia persiste, occorre regolare l'indice del ricevitore portandolo in corrispondenza del limite inferiore di frequenza della gamma, ripetendo l'operazione. Se l'incertezza permane, e se esiste un'altra gamma di frequenze più bassa si dovrà portare l'indice della scala nel limite inferiore di detta gamma ripetendo ulteriormente la operazione.

Terminate queste operazioni, specialmente quella di cui all'ultimo punto, si dovrebbe notare una netta differenza fra i due livelli.

Una volta che con tale metodo si è identificata la frequenza vera e che, ad esempio, la frequenza immagine risulti superiore ad essa, l'entità ed il segno della differenza di frequenza tra le due frequenze rimarranno inalterati per tutte le le altre gamme.

Talvolta si può constatare che nelle gamme aventi frequenze più basse ed in particolar modo nella gamma delle onde lunghe, la frequenza immagine sia, per ragioni costruttive, superiore alla frequenza della stazione mentre nelle altre gamme accada il contrario.

PROCEDIMENTO DA USARE PER LE MISURE

Per effettuare le misure occorre adottare lo schema di figura 1, portando il commutatore successivamente nelle diverse gamme che si desiderano controllare. Il regolatore della sintonia sarà spostato successivamente sulle varie frequenze di accordo, che al minimo dovranno essere due per le gamme delle onde lunghe e medie, ed al centro di ogni gamma delle onde corte salvo il caso che si tratti di ricevitori professionali, o semi professionali; in tal caso il controllo dovrà essere eseguito su molti punti della gamma.

Fig. 1 - Circuito schematico a blocchi per la misura della selettività con un solo segnale, di interferenza sulla frequenza immagine e di interferenza sulla frequenza intermedia.

Il regolatore di selettività sarà portato nella posizione di massima selettività allo scopo di ridurre al minimo il rumore di fondo. Il regolatore di tono, se esiste, sarà tenuto di preferenza sul tono basso per lo stesso motivo, per quanto la sua posizione, e quella di eventuali altri regolatori della sezione B.F., non abbia influenza sui valori di attenuazione.

Il regolatore di volume si porterà al massimo; in presenza di eccessivo rumore di fondo che non sia eliminabile mediante i filtri di uscita, si porrà in una posizione tale che con segnale d'entrata abbastanza ridotto si ottenga la potenza di uscita normale.

Dopo aver eseguite le suddette operazioni ed aver sintonizzato il ricevitore su quella che si ritiene essere la frequenza d'accordo corrispondente ad un generatore di segnali collegato all'ingresso del ricevitore si varia la frequenza del generatore del doppio della frequenza intermedia fino ad ottenere una seconda posizione di accordo. Si aumenta allora la tensione di uscita del generatore di segnali, o la si diminuisce, nei casi di allineamento difettoso di cui al paragrafo precedente, fino a raggiungere nuovamente la potenza nominale di uscita e si annota il valore V_{eimm} di questa tensione. Nel caso di diminuzione o di lieve aumento, ad esempio inferiore a 10 dB si deve annotare la constatazione.

L'uso di un filtro accordato a 400 Hz all'uscita è molto conveniente per ridurre, come abbiamo già detto, il rumore di fondo.

ANALISI DEI RISULTATI

Si definisce attenuazione d'immagine la espressione in decibel del rapporto V_{eimm}/V_e. Detta attenuazione rappresenta il livello in decibel al quale si trova la tensione del segnale immagine rispetto a quella del segnale normale.

I risultati della misura possono essere raccolti in un diagramma sulle cui ascisse sono indicati, in scala logaritmica, le frequenze, e sulle ordinate sono riportate le attenuazioni di immagine, espresse in decibel. Sul grafico deve essere indicato il valore del segnale di entrata di accordo.

Invece del diagramma può essere compilata una tabella nella quale sono raccolti i risultati delle misure. Qui di seguito diamo un esempio di una tabella del genere.

PERTURBAZIONI SULLA FREQUENZA INTERMEDIA

Sulla frequenza intermedia possono notarsi delle perturbazioni che si manifestano sotto forma di risposte spurie a segnali perturbatori la cui frequenza fondamentale, o le armoniche, cadino entro la banda passante della frequenza intermedia del ricevitore, o delle frequenze intermedie, qualora si tratti di un apparecchio a più conversioni di frequenza.

Per effettuare i controlli si realizzerà sempre lo schema di cui alla figura 1. Il commutatore dovrà essere portato successivamente nelle posizioni corrispondenti alle varie gamme. Il regolatore di sintonia si porterà successivamente nelle posizioni corrispondenti a varie frequenze o per lo meno alle frequenze del II gruppo (vedere puntate precedenti).

Il regolatore di selettività sarà posto nella posizione di massima banda passante e quello di tono su tono basso.

Il regolatore di volume sarà portato in una posizione tale che per una data entrata a radiofrequenza si ottenga la potenza normale di uscita.

Dopo aver effettuate le suddette operazioni e sintonizzato il ricevitore e il generatore di segnali sopra la frequenza vera ed avere ottenuto, con un adatto valore della tensione di entrata V_e modulato a frequenza e profondità normali, la potenza normale di uscita, si regola la frequenza del generatore di segnali sul valore presunto f_i della frequenza intermedia e la si varia poi lentamente attorno a questo valore, fino ad ottenere una posizione di accordo. Per far ciò bisognerà tuttavia aumentare convenientemente la tensione di uscita del generatore di segnali e regorarla fino al valore V_{ei}, tale da ottenere nuovamente la potenza normale di uscita.

Analisi dei risultati

Si chiama attenuazione di frequenza intermedia, l'espressione in decibel del rapporto V_{ei}/V_e, dove V_{ei} è la tensione d'entrata alla frequenza intermedia f_i e V_e quella alla frequenza d'accordo.

Detta attenuazione rappresenta il dislivello in decibel tra la tensione del segnale a frequenza intermedia e quella del segnale normale.

Se la misura è stata fatta su varie frequenze si possono riportare i risultati in un grafico sulle cui ascisse, in scala logaritmica, è riportata la frequenza di accordo e sulle ordinate l'attenuazione di frequenza intermedia espressa in decibel.

STABILITA' DELL'ACCORDO

Le prove di stabilità sono destinate a controllare la stabilità di funzionamento del ricevitore in generale sia in funzione del tempo durante il periodo transitorio

1	2	3	4	5
Attenuazione d'immagine				
Gamma d'onda	Frequenza		Attenuazioni	Osservazioni
	mis.	imm.		
	(MHz)	(MHz)	(dB)	(Segnale di accordo)
Onde medie . . .	1,6	2,5	36	$V_e = 20\ \mu V$
	5,7	6,6	20	$V_e = 50\ \mu V$
Onde corte . . .	8,0	8,9	16	$V_e = 50\ \mu V$
	11,0	11,9	12	$V_e = 50\ \mu V$

termico, mantenendo costanti le condizioni d'ambiente e le tensioni di alimentazione e del segnale d'entrata, sia in funzione delle variazioni di queste ultime grandezze, a regime termico raggiunto. In questo caso non sono prese in considerazione l'instabilità di spostamento manuale della manopola di sintonia e del relativo accordo sulla stessa stazione, che sono principalmente dovute a giochi dei dispositivi meccanici di sintonia e che interessano i ricevitori professionali.

La stabilità di sintonia si determina in modo differente secondo che i ricevitori siano del tipo a cambiamento di frequenza, ad amplificazione diretta o a reazione e a super-reazione.

Allo scopo di avere dei dati molto completi è opportuno eseguire i rilievi con il ricevitore funzionante su diverse frequenze.

PROCEDIMENTO GENERALE DI MISURA NEI RICEVITORI A CAMBIAMENTO DI FREQUENZA

Il commutatore di gamma d'onda sarà successivamente commutato su tutte le

Fig. 2 - Circuito schematico a blocchi per la prova della stabilità di frequenza dell'oscillatore locale, al variare della temperatura.

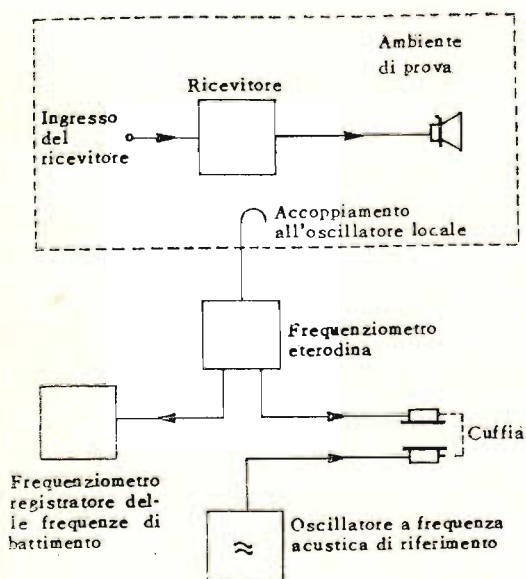
posizioni con regolatore di sintonia posto sulla posizione centrale ed anche, eventualmente, su quelle estreme superiori. Regolatore di volume preferibilmente al minimo. La posizione di tutti gli altri regolatori non ha particolare importanza.

Dopo aver eseguite le suddette regolazioni, il ricevitore, alimentato con tensione stabilizzata le cui variazioni non eccedano il ± 1 %, sarà lasciato funzionare senza applicarvi alcun segnale d'entrata. Mediante un misuratore di frequenza di elevata precisione (non inferiore al 0,01%) si controllerà la frequenza dell'oscillatore locale collegando questo all'apparecchio di misura tramite un accoppiamento induttivo molto lasco.

Misura della stabilità durante il periodo transitorio di riscaldamento

Questa forma di deriva si può misurare soltanto quando il ricevitore si trova nelle condizioni di riposo da un tempo sufficientemente lungo di modo che tutti i suoi costituenti vengano a trovarsi ad una temperatura ambiente. Pertanto dopo ogni ciclo di misure si richiedono alcune ore di raffreddamento prima di iniziare i rilievi del nuovo ciclo.

La durata della misura deve essere, in generale, di almeno due ore ed eseguita a temperatura ambiente in un locale poco soggetto a variazioni di temperatura. La differenza di frequenza ottenuta per battimento fra l'oscillatore locale del ricevitore e l'eterodina di misura, viene preferibilmente misurata con un frequenzimetro elettronico registratore data la rapidità iniziale di variazione di detta frequenza (per esempio si usa un frequenzimetro da 5 kHz di portata) (vedere figura 2).

Un altro sistema di misura che non richiede alcun accoppiamento consiste nell'applicare all'ingresso del ricevitore, tramite l'antenna artificiale, contemporaneamente due segnali non modulati (secondo gli schemi di cui alle puntate precedenti) uno sulla frequenza di accordo e uno sulla media frequenza, tutti e due preferibilmente stabilizzati. L'altoparlante dell'apparecchio riproduce allora una nota la cui frequenza, uguale al disaccordo, può essere misurata con frequenzimetro elettronico a lettura diretta.

Se non si dispone di un frequenzimetro elettronico registratore la misura della frequenza acustica di battimento viene eseguita mediante un frequenzimetro indicatore oppure, per un ulteriore confronto, con un generatore di precisione a frequenza acustica e, contando i tempi dell'accensione del ricevitore, le misure vengono effettuate subito dopo acceso l'apparecchio, e dopo 5, 10, 15, 20, 30, 45, 60, 90, 120 minuti e più, fino a quando la frequenza non sia divenuta praticamente costante. Contemporaneamente si annotano le eventuali piccole variazioni nella tensione di alimentazione e della temperatura ambiente.

Analisi dei risultati

Quando il regime termico è praticamente raggiunto si verifica una notevole stabilizzazione della frequenza; il valore così ottenuto si chiama frequenza di regime f_r.

Si calcolano poi le differenze $\Delta f = f - f_r$ oppure i rapporti fra $f - f_r / f_r$, dove f sono le frequenze misurate o registrate per i tempi sopra indicati.

Le differenze interessano l'utente del ricevitore, mentre i rapporti sono di maggiore interesse per il progettista ed il costruttore.

In figura 3 è indicato un esempio pratico di registrazione del genere di cui sopra.

I rilievi non registrati si riportano su di un diagramma sulle cui ascisse sono indicati i tempi in scala lineare o logaritmica e sulle ordinate le variazioni di frequenza in scala lineare.

Desiderando riportare i suddetti dati in una tabella essi dovranno essere riuniti come segue:

1	2	3	4	5	6	7
Variazioni di frequenza durante il riscaldamento						
Gamma d'onda	Frequenza di regime f_r	Scarto max. durante il risc. Δf_{max}	Tempo di risc.	Scarto prim. ora: f_{lh}	df/dt — minuti 0 . 30 . 60	Scarto max. a regime
	(MHz)	(kHz)	(ore e min.)	(kHz)	(in Hz/min.)	(kHz)
......	.....	......	.....	.....	.. .. ..	.....
......	.....	......	.....	.....	.. .. ..	.....

Misura della stabilità in funzione della temperatura ambiente e della tensione di alimentazione a regime termico raggiunto

Le variazioni di temperatura, ed eventualmente di umidità, ad alimentazione costante e le variazioni di alimentazione a temperatura costante influenzano la frequenza dell'oscillatore locale, anche quando è raggiunto il regime termico.

Con i mezzi di misura di cui sopra e lasciando inalterata l'alimentazione si produce una rapida variazione di temperatura ambiente e si seguono le variazioni di frequenza per circa mezz'ora; la variazione potrà essere ripetuta nello stesso senso, o nel senso opposto, con dislivelli di temperatura diversi e con cicli di circa mezz'ora.

Successivamente, sempre con i mezzi di misura citati, lasciando inalterata la temperatura ambiente si produrrà una rapida variazione della tensione prima del 10% in più e poi in meno. La frequenza dell'oscillatore locale varia e, dopo circa un minuto, raggiunge il suo valore di regime.

Analisi dei risultati

Per ogni frequenza di prova si dovranno valutare:

1) la variazione di frequenza dovuta al cambiamento di temperatura ambiente espressa in valore assoluto (Hz/°C) o in valore relativo (decimillesimi al °C).

2) la variazione di frequenza dovuta ad una variazione di tensione espressa in valore assoluto (Hz) od in valore relativo (decimillesimi) per ± 10% di variazione della tensione di rete.

I risultati delle prove potranno essere presentati sotto forma tabellare come dal seguente esempio:

Variazione di frequenza dovuta alla variazione della temperatura ambiente e della tensione della rete						
Frequenza	Variazioni di frequenza per variazioni di temperatura ambiente		Variazioni di frequenza per variazioni di tensione della rete del:			
			+ 10 %		— 10 %	
	assoluta	percentuale				
(MHz)	(Hz/°C)	(10^{-4}/°C)	(Hz)	(10^{-4})	(Hz)	(10^{-4})
.....	.....	.....	...	...	...	...

Misura della stabilità al variare della tensione del segnale d'entrata

Nei normali ricevitori, provvisti della regilazione automatica di volume, la variazione della tensione di entrata influenza indirettamente la frequenza dell'oscillatore, attraverso il circuito di regolazione.

Dopo che il ricevitore, regolato come per le operazioni su accennate, ha raggiunto il regime termico, si aggiungono ai mezzi di misura un generatore di segnali campione con l'antenna artificiale e lo si porta alla frequenza su cui è accordato il ricevitore. Se ne varia quindi la tensione di uscita fra 50 µV e 0,5 V a scatti di decadi e, in corrispondenza, si misura e si annota di volta in volta la frequenza dell'oscillatore locale.

Analisi dei risultati

Si riportano sulle ascisse, in scala, con quattro unità di 40 mm ciascuna i livelli in dB sopra 1 µV delle tensioni di entrata V_e a radiofrequenza. Sulle ordinate si riportano le variazioni di frequenza dell'oscillatore in kHz rispetto alla frequenza che si ha per V_e = 500 µV.

RICEVITORI SENZA CAMBIAMENTO DI FREQUENZA (AMPLIFICAZIONE DIRETTA, REAZIONE O SUPERREAZIONE)

Anche in questo caso il commutatore di gamma sarà, portato successivamente sulle diverse posizioni.

Il regolatore di sintonia si porterà sulle posizioni centrali o su quelle estreme superiori. Regolatore di volume in modo da fornire una determinata potenza di uscita, esempio 50 mW o più, con una tensione di entrata di 500 µV, fornita dal generatore di segnali con modulazione normale. Se esiste, il regolatore di selettività sarà disposto nella posizione di massima selettività. La posizione degli altri comandi è indifferente.

Misura della stabilità di accordo durante il periodo transitorio di riscaldamento

Dopo effettuate le suddette regolazioni il ricevitore verrà alimentato con tensione stabilizzata le cui variazioni non dovranno eccedere l'1%. L'apparecchio sarà acceso applicando ad esso il segnale del generatore, tramite l'antenna arti-

ficiale, e si cerca l'accordo variando la frequenza di questo e successivamente misurandola con precisione, ad esempio con una eterodina tarata almeno con la precisione del ± 0,01% (se la banda è sufficientemente stretta, l'unico massimo è considerato corrispondente all'accordo; se invece si trovano due massimi con un minimo centrale, l'accordo corrisponde a tale minimo. Se il massimo è molto esteso e poco definito è da considerarsi come frequenza d'accordo la media aritmetica fra le due frequenze corrispondenti ad attenuazione di 6 dB rispetto al massimo).

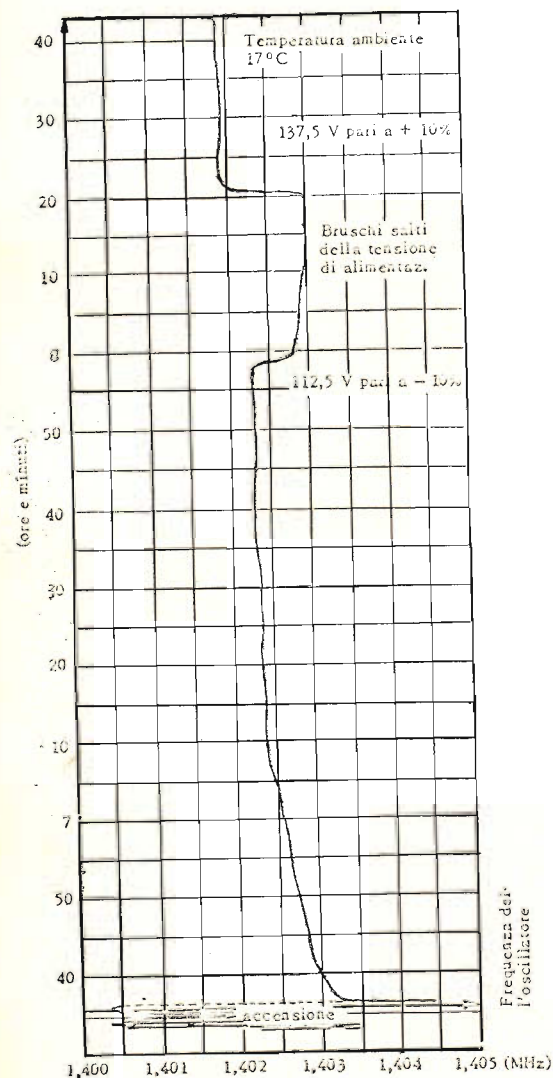



Fig. 3 - Esempio di curva registrata di stabilità di frequenza dell'oscillatore locale.

Dopo 5, 10, 15, 20, 30, 45, 60 minuti e più dall'istante di accensione, fintanto che non sia raggiunto il regime termico, si ritocca e si annota la frequenza del generatore di segnali, per raggiungere di volta in volta l'esatta condizione di accordo.

Analisi dei risultati

Tendendo verso il regime termico si verifica una notevole stabilizzazione della frequenza f di accordo: il valore così ottenuto si chiama frequenza di regime f_r.

Si calcolano poi le differenze $\Delta f = f - f_r$, dove f sono le frequenze misurate per i tempi sopra indicati. I risultati delle misure sono riportati in diagrammi in cui sulle ascisse è riportato in scala lineare il tempo in ore, da zero a oltre 2 ore con 30 mm/ora.

Nelle ordinate sono riportate, in scala lineare, le variazioni di frequenza $\Delta f = f - f_r$; rispetto al valore di regime f_r, con lo zero centrale e con 80 a 90 mm di unità positive e altrettanto negative.

I dati numerici che interessano e che devono essere rilevati sono: la frequenza di regime f_r, lo scarto massimo in più e in meno rispetto a f_r, durante il riscaldamento, la durata del periodo transitorio di avviamento, lo scarto massimo (o deriva) nella prima mezz'ora e ora di accensione, lo scarto massimo rispetto a f_r, a regime raggiunto. Essi possono essere riuniti in una tabella analoga al caso dei ricevitori a cambiamento di frequenza.

Misura della stabilità dell'accordo in funzione della temperatura ambiente, della tensione di alimentazione e dell'ampiezza del segnale a regime termico raggiunto

Le variazioni di temperatura, ed eventualmente di umidità, ad alimentazione costante e le variazioni delle tensioni di alimentazione a temperatura costante possono influenzare la frequenza di accordo del ricevitore a regime termico raggiunto.

Anche una variazione della tensione del segnale di entrata a radiofrequenza provoca talvolta una variazione della frequenza di accordo del ricevitore.

NovoTest
BREVETTATO

ECCEZIONALE!!!
CON CERTIFICATO DI GARANZIA

puntate sicuri

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate: 50 μA - 0.5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 Ω × 1 K - Ω × 10 K
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
VOLT USCITA	7 portate: 1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate: da — 10 dB a + 70 db
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

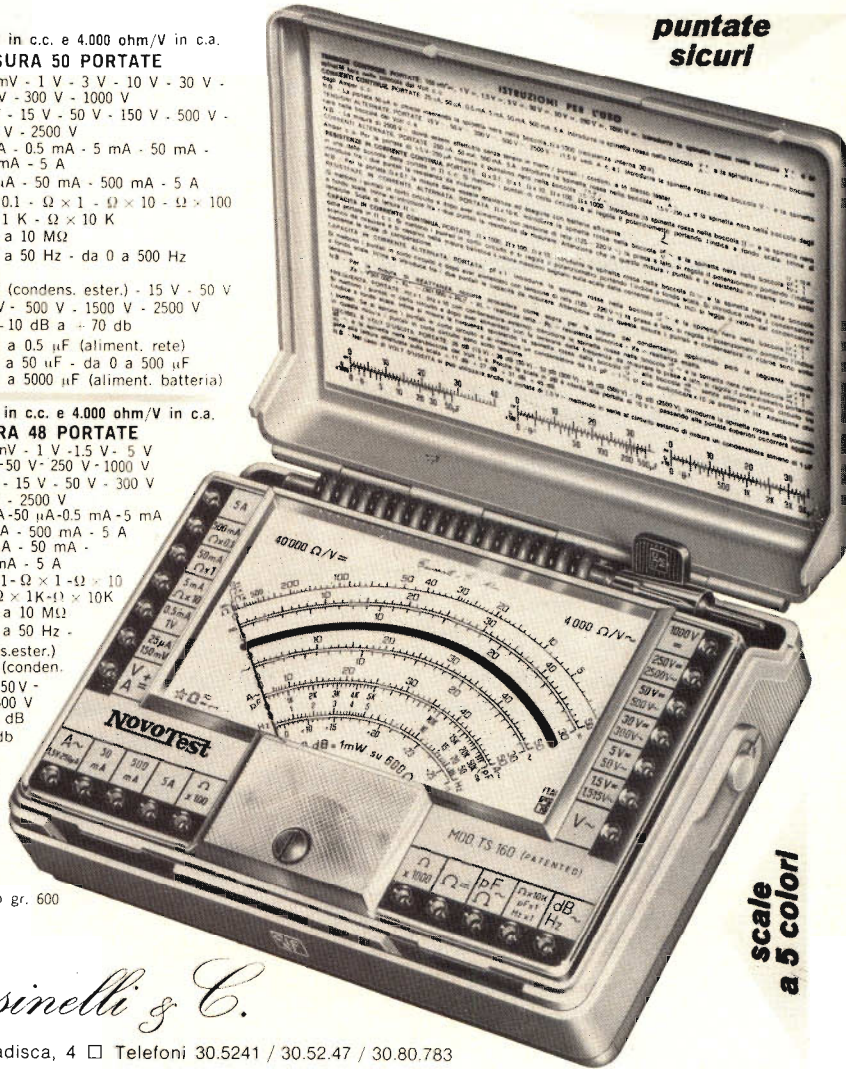
Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

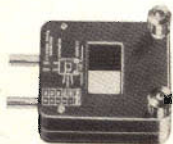
VOLT C.C.	8 portate: 150 mV - 1 V -1.5 V - 5 V 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A.	6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V 500 V - 2500 V
AMP. C.C.	7 portate: 25 μA - 50 μA - 0.5 mA - 5 mA 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 Ω × 100 - Ω × 1K - Ω × 10K
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
VOLT USCITA	6 portate: 1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate: da — 10 dB a + 70 db
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 × 110 × 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

ITALY
CICM
Cassinelli & C.

20151 Milano ☐ Via Gradisca, 4 ☐ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA 6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A Mod. SH/30 portata 30 A

CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. T 1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX

PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T 1/N campo di misura da — 25 250

DEPOSITI IN ITALIA

BARI - Biagio Grimaldi, Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM, Via Cadamosto 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so D. degli Abruzzi 58 bis
PADOVA - Luigi Benedetti, C.so V. Emanuele 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe, Via Osento, 25
ROMA - Tardini di E. Cereda e C., Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV
MOD. TS 140 L. 10.800
MOD. TS 160 L. 12.500
franco nostro stabilimento

Con i mezzi di misura già descritti e lasciando inalterata l'alimentazione e la tensione d'entrata a radiofrequenza, si produce una rapida variazione di temperatura ambiente e si misurano le variazioni di frequenza d'accordo per circa mezz'ora. La variazione di temperatura ambiente può essere ripetuta in senso opposto, con ciclo di mezz'ora.

Sempre con i mezzi di cui sopra e lasciando inalterata la temperatura ambiente e la tensione del segnale di entrata a radiofrequenza, si produce una variazione rapida della tensione d'alimentazione. Le variazioni sono:

— nel caso di alimentazione a corrente alternata ± 10%;
— nel caso di alimentazione in corrente continua del ± 20%.

La frequenza d'accordo può variare e, dopo circa un minuto, raggiunge generalmente il suo nuovo valore di regime.

Lasciando inalterate la temperatura ambiente e la tensione di alimentazione, si varia la tensione d'entrata a radiofrequenza V_e, a scatti di 20 dB fra 50 μV e 0,5 V, riducendo convenientemente il regolatore di volume, si ritocca la frequenza del generatore di segnali d'entrata in modo da raggiungere di volta in volta l'accordo e si annotano i valori di detta frequenza.

Analisi dei risultati

Per ogni frequenza di prova e segnale V_e = 500 μV, si devono valutare:

a) la variazione di frequenza d'accordo dovuta alla variazione di temperatura ambiente, espressa in valore assoluto (Hz/°C) o in valore relativo (decimillesimi al °C);

b) la variazione di frequenza di accordo dovuta ad una variazione di tensione, espressa in valore assoluto (Hz), o in valore relativo (decimillesimi), per ± 10% di variazione della tensione di rete.

La variazione della frequenza d'accordo al variare della tensione d'entrata a radiofrequenza V_e viene preferibilmente riportata in un grafico, avente in ascisse le tensioni di entrata riportate in scala logaritmica, ad esempio con 40 mm ogni unità e, avente nelle ordinate, le variazioni in scala lineare della frequenza di accordo in kHz rispetto alla f_r, per V_e = 500 μV.

STABILITA' DELLA SENSIBILITA'

Il grado di stabilità della sensibilità convenzionale è definito dalla variazione della tensione d'entrata necessaria per ottenere 50 mW all'uscita, durante il periodo transitorio di riscaldamento, a regime termico raggiunto al variare della temperatura ambiente e al variare della sola tensione di alimentazione.

Regolando inizialmente il controllo d'intensità in modo da ottenere all'accordo, per una data frequenza, la potenza di uscita normale di 50 mW, con una tensione di entrata V_e = 500 μV con modulazione normale, si seguono le variazioni della V_e necessarie per mantenere all'accordo la P_u senza ritoccare la regolazione manuale del volume.

Si eseguono tutte le indicazioni di cui al paragrafo relativo ai ricevitori senza cambiamento di frequenza, associando alla variazione di frequenza del generatore di segnali anche la variazione della tensione da essa prodotta, in modo da mantenere costante la potenza di uscita P_u del ricevitore.

Analisi dei risultati

In corrispondenza dei diversi valori di V_E, rilevati nel periodo transistorio oppure a regime termico raggiunto, si calcolano i valori:

$$100 \frac{V_e - V_{er}}{V_{er}} \%$$

oppure l'espressione in decibel del rapporto:

$$\frac{V_e}{V_{er}}$$

riferiti alla tensione d'entrata di regime V_{er}. Le misure devono essere effettuate per le stesse frequenze e per gli stessi intervalli di tempo per i quali sono state effettuate le misure e se possibile per le stesse variazioni di temperatura di tensione di alimentazione.

CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO AD ALTO RENDIMENTO

RADIO DIFFUSIONE

a cura di L. Biancoli

È certamente noto che non esiste in commercio un radioricevitore che non sia provvisto di un dispositivo di controllo automatico del guadagno, grazie alla cui presenza la sensibilità del ricevitore si mantiene pressoché costante indipendentemente dall'intensità del segnale selezionato dai circuiti accordati. Il funzionamento di questo dispositivo — tuttavia — è subordinato a limiti di tolleranza tali, per cui in pratica è sempre necessario ricorrere al controllo manuale del volume, a seconda che l'apparecchio venga sintonizzato o su di una emittente molto vicina o molto potente, oppure su di una emittente molto lontana o molto debole. Sotto questo aspetto riteniamo interessante riportare da Wireless World la nota che segue, che descrive un nuovo sistema di controllo automatico del guadagno del tipo ritardato ed amplificato, grazie al quale è possibile ottenere una uniformità assai maggiore della riproduzione, col variare della frequenza di sintonia.

Fatta eccezione per alcune apparecchiature radio di tipo professionale, i radioricevitori a modulazione di ampiezza ed i sintonizzatori sono per la maggior parte muniti di un circuito di controllo automatico del guadagno, che consente una certa uniformità nelle caratteristiche di ricezione di segnali di vario livello, oltre a contribuire in parte ad eliminare il fenomeno dell'evanescenza, soprattutto nel caso della ricezione di emittenti che irradiano un segnale ad onde corte.

Alcuni anni orsono, quando le valvole termoioniche venivano normalmente impiegate per la realizzazione di questi ricevitori, il funzionamento dei circuiti di controllo automatico del guadagno per la maggior parte dei ricevitori, ad eccezione dei più economici, era assai soddisfacente: tuttavia, da quando le valvole sono state sostituite dai semiconduttori, in particolare nel campo della produzione su vasta scala di piccoli radioricevitori, è stato riscontrato un certo regresso agli effetti delle prestazioni di questa sezione del ricevitore.

L'impiego pressoché universale dei circuiti di rivelazione a basso livello può es-

sere uno dei motivi di questo scarso rendimento della sezione CAG: il rivelatore a basso livello — infatti — funziona in modo eccellente se si considera la sola funzione di rivelazione, ma è in grado di produrre una tensione di uscita continua ad ampiezza variabile di livello assai ridotto, per cui non si presta alle esigenze di un buon sistema di controllo automatico del guadagno, né risulta soddisfacente quando si desidera che il suddetto dispositivo di controllo funzioni con un certo ritardo.

LA RIVELAZIONE AD ALTO LIVELLO

Alcuni anni or sono, L.N. Jones, autore della nota che riportiamo, cominciò a sviluppare un circuito di rivelazione ad alto livello che incorporava anche un sistema di ritardo, senza però creare un sistema di controllo automatico del guadagno di tipo amplificato. Questo primo passo comportò già di per sè stesso notevoli miglioramenti, per cui il sistema venne adottato con successo in un tipo di radioricevitore da installare a bordo delle autovetture.

Fig. 1 - Prima versione del dispositivo di controllo automatico di guadagno descritto: lo stadio BF costituisce un carico di valore abbastanza elevato nei confronti del diodo rivelatore D, nel circuito di rivelazione ad alto livello. Tr controlla l'intensità della corrente nello stadio ad Alta Frequenza e nello stadio miscelatore, quando l'emettitore dello stadio BF diventa più negativo dell'emettitore di Tr.

La **figura 1** illustra il principio del circuito impiegato: il ritardo nell'applicazione della tensione di controllo automatico del guadagno era dovuto al potenziale che veniva applicato agli emettitori degli stadi controllati. Infatti, il transistore contrassegnato Tr risultava polarizzato in senso inverso, finché il potenziale di emettitore del primo stadio di amplificazione a frequenza acustica (BF) non superava quello degli stadi sottoposti all'effetto di controllo.

Il rivelatore ad alto livello consisteva in un circuito convenzionale a diodo, sebbene — anziché essere costituito da una normale resistenza — il carico del diodo fosse costituito dall'impedenza di ingresso di uno stadio ad accoppiamento di emettitore; ciò determinava un valore elevato della resistenza di carico, e permetteva di accoppiare direttamente al rivelatore l'intero avvolgimento secondario di un tipico trasformatore di Media Frequenza a doppia sintonia. Da questo metodo derivava l'ottenimento di una corrente continua rettificata ad andamento lineare fino a diversi volt, sull'emettitore del transistore BF.

Il valore limite in corrispondenza del quale il funzionamento non era più lineare veniva riscontrato solo in caso di sovraccarico dell'ultimo stadio di amplificazione a Media Frequenza. Il diodo rivelatore e lo stadio ad accoppiamento catodico, che funzionava come prima sezione di amplificazione a frequenza acustica, erano polarizzati in senso diretto ad opera della piccola caduta di tensione che si sviluppava ai capi della resistenza R5, solitamente

del valore di 330 Ω, e ciò allo scopo di conseguire un ulteriore miglioramento della linearità in corrispondenza di segnali di livello assai ridotto.

La maggiore complessità del rivelatore ad alto livello del segnale veniva tuttavia eliminata in gran parte dal fatto che era in tal modo disponibile un segnale a frequenza acustica di ampiezza notevole, che si sviluppava ai capi dell'emettitore del transistore BF (il valore tipico era dell'ordine di 200-600 mV efficaci, con una modulazione della portante dell'ordine del 30%).

La **figura 2** è un grafico che illustra il comportamento pratico del sistema di controllo descritto: sull'asse orizzontale del grafico sono riportati i livelli in millivolt del segnale ottenuto all'uscita dello stadio rivelatore, mentre sull'asse verticale sono riportate le variazioni corrispondenti del guadagno relativo, espresso in decibel. Come è facile riscontrare, la maggiore variazione di guadagno avveniva per variazioni di ampiezza del livello del segnale comprese tra 0,01 mV, e circa 0,07 mV.

Fig. 2 - Grafico illustrante le caratteristiche di funzionamento del circuito di figura 1.

CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO AMPLIFICATO

Gli studi che vennero ulteriormente compiuti nei confronti del rivelatore ad alto livello di segnale testé descritto portarono allo sviluppo di un circuito analogo, costituito da un numero pressoché eguale di componenti, ma che era in grado di fornire un mezzo di controllo automatico del guadagno, con l'aggiunta di una certa amplificazione, oltre ad un ritardo soddisfacente: il circuito è illustrato alla **figura 3**.

Il circuito di rivelazione ad alto livello, in sè stesso, è assai simile a quello di cui alla figura 1, ad eccezione del fatto che — in questo caso — la polarizzazione in senso diretto viene derivata da due diodi polarizzati anch'essi in senso diretto (D1 e D2), e che il vero e proprio diodo rivelatore (D3) è del tipo al silicio. Oltre a ciò, in questo caso particolare, anziché ricorrere all'impiego di uno stadio ad accoppiamento di emettitore nel circuito di controllo automatico del guadagno propriamente detto, un transistore del tipo « p-n-p » viene inserito nel circuito di collettore dello stadio ad accoppiamento di emettitore del tipo « n-p-n » del rivelatore ad alto livello.

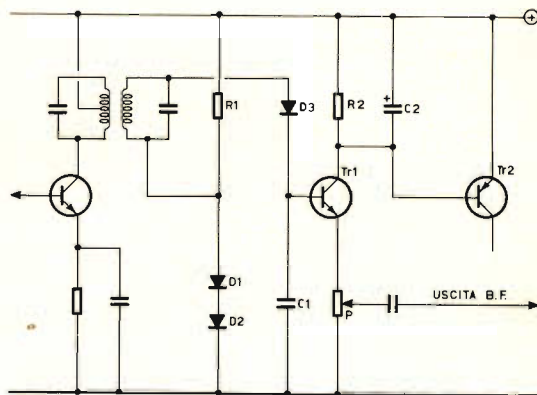



Fig. 3 - La corrente che scorre in Tr2 determina il ritardo dell'effetto di controllo, quando la caduta di tensione ai capi di R2 è tale da superare la polarizzazione in senso diretto dello stesso transistore Tr2.

Questo transistore viene a trovarsi naturalmente in stato di conduzione, determinando quindi una certa corrente di controllo automatico del guadagno, quando la corrente di collettore di Tr1 aumenta fino al punto in cui la caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza di collettore R2 supera la tensione di polarizzazione in senso diretto, necessaria perché Tr2 conduca: in altre parole, quan-

Fig. 4 - La corrente di regolazione fornita da Tr2 riduce il guadagno di Tr3 provocando una diminuzione di intensità della corrente dello stadio, mano a mano che aumenta l'intensità della corrente nello stadio Tr2.

do il prodotto tra il valore di R2 e l'intensità della corrente di collettore di Tr1 equivale alla tensione presente tra base ed emettitore.

In tali condizioni, il potenziale di emettitore di Tr1 sale fino ad assumere un valore che può essere determinato dalla seguente espressione:

$$\frac{V_{be} \times R2 \, (1 + \beta)}{R1 \, \beta}$$

la quale, per un fattore « beta » molto maggiore dell'unità, tende ad equivalere all'espressione che segue:

$$\frac{V_{be} \times R2}{R1}$$

Venne scelta una tensione dell'emettitore pari a 2 V positivi rispetto a massa, per cui venne anche stabilito il valore di R2 pari a 1.500 Ω, con una resistenza di emettitore di 5 kΩ (potenziometro per il controllo di volume con variazione logaritmica, indicato nell oschema di figura) con la sigla P).

In parallelo ad R2 si riscontra la presenza di un condensatore elettrolitico, avente il compito di eliminare la componente a frequenza acustica nella corrente di collettore di Tr1. Ciò premesso, la corrente CAG fornita da Tr2 può essere usata per numerose applicazioni, sulle quali vale la pena di intrattenerci brevemente.

In primo luogo, è possibile inserire una resistenza così come si osserva alla **figura 4**, per cui qualsiasi aumento di intensità della corrente che scorre in Tr2 determina una diminuzione corrispondente nell'intensità della corrente che scorre attraverso Tr3, ossia attraverso lo stadio controllato.

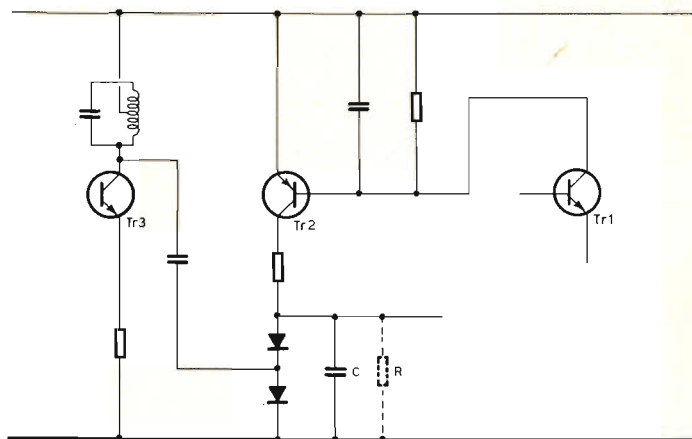
Naturalmente, si tratta in questo caso del normale sistema di controllo automatico del guadagno mediante polarizzazione inversa, che presenta un certo numero di svantaggi. Innanzitutto, lo stadio controllato è costretto ad amplificare anche i segnali di maggiore ampiezza mentre è appena in condizioni di farlo, nonostante la debole intensità della corrente. Oltre a ciò, in condizioni di basso guadagno, e quindi con bassa intensità di corrente nello stadio controllato, si verifica una notevole distorsione dell'inviluppo di modulazione, a meno che non vengano adottate particolari precauzioni agli effetti dell'applicazione della corrente di controllo ai vari stadi controllati.

Indipendentemente da ciò, è anche necessario filtrare con una capacità di valore adeguato la tensione che si presenta ai capi della resistenza di emettitore degli stadi controllati sia agli effetti dell'Alta Frequenza, sia agli effetti della Bassa Frequenza, e ciò allo scopo di eliminare la distorsione; a ciò si può provvedere come si nota appunto nel circuito di figura 4, nel quale due capacità (C_a e C_b) di diverso valore sono collegate entrambe in parallelo alla resistenza di emettitore di Tr3. È questo un particolare che viene spesso trascurato dai progettisti.

Esiste un metodo alternativo di controllo, consistente nell'impiego della corrente di collettore di Tr2 per far variare le per-

dite di un circuito di attenuazione a diodi, del tipo illustrato alla **figura 5**. Il suddetto circuito a diodi viene inserito in parallelo ad un punto ad alta impedenza dell'amplificatore, per cui il guadagno dello stadio viene progressivamente ridotto a seguito dell'aumento di intensità della corrente che scorre in Tr2.

L'impiego di un circuito bilanciato costituito da due diodi garantisce che la resistenza di collettore di Tr2 non costituisca un carico tale da assorbire una parte dell'energia lungo il percorso del segnale, ed inoltre assicura che l'attenuatore presenti una caratteristica di funzionamento lineare abbastanza estesa sia nei confronti di segnali varianti in senso positivo, sia nei confronti dei segnali varianti in senso negativo: ciò in quanto le curve tipiche che rappresentano il funzionamento del diodo in funzione del rapporto tra la tensione e la corrente si elidono tra loro, almeno per quanto riguarda i segnali applicati al punto di unione tra i due diodi in questione.

Fig. 5 - La corrente di regolazione fornita da Tr2 riduce l'inclinazione della curva di impedenza dei diodi, quando la corrente di Tr2 aumenta determinando un effetto di « shunt » nei confronti del carico di Tr3.

La capacità collegata in parallelo ai diodi (C) garantisce che questi ultimi risultino effettivamente in parallelo nei confronti delle frequenze portanti, mentre risultano in serie nei confronti del segnale di controllo a corrente continua. La resistenza rappresentata in tratteggio (R) è invece necessaria per assicurare la presenza di un ginocchio assai pronunciato nella curva caratteristica di funzionamento del controllo automatico di guadagno. A suo riguardo, si precisa che essa è rappresentata in tratteggio in quanto esistono casi particolari nei quali la sua presenza non può essere considerata del tutto indispensabile.

La corrente dei diodi necessaria per ottenere una riduzione apprezzabile del guadagno in un circuito di questo tipo è soltanto dell'ordine di pochi microampère, con la quale intensità il transistore di controllo Tr2 presenta un guadagno di corrente assai ridotto. La resistenza che si trova in parallelo ai due diodi assicura infine che la corrente che scorre attraverso Tr2 possa raggiungere un livello in corrispondenza del quale lo stadio presenta un guadagno ragionevole, prima che i due diodi passino allo stato di conduzione. Attribuendo ad R il valore approssimativo di 4.700 Ω, ed impiegando diodi al silicio, l'intervento del controllo automatico di guadagno inizia soltanto quando la corrente di collettore del transistore Tr2 raggiunge un'intensità pari approssimativamente a 250 μA.

APPLICAZIONE PRATICA DEL SISTEMA DI CONTROLLO AUTOMATICO DEL GUADAGNO

Nei normali radioricevitori, è pratica assai diffusa applicare la tensione di controllo automatico del guadagno a più di uno stadio, ed aggiungere anche un certo ritardo progressivo ai diversi stadi, facen-

do in modo che l'effetto di controllo abbia luogo innanzitutto nei confronti degli ultimi stadi, e quindi nei confronti degli stadi di ingresso, mano a mano che l'ampiezza del segnale aumenta. Questo sfalsamento dell'effetto di controllo è necessario per ottenere il rapporto tra segnale e rumore più soddisfacente nel funzionamento globale del ricevitore.

Una volta stabilito il livello del segnale in corrispondenza del quale il dispositivo di controllo automatico del guadagno comincia a funzionare, è necessario modificare tutti i circuiti di controllo ad eccezione di quello dello stadio finale sottoposto al controllo stesso, onde assicurarsi che la funzione di regolazione abbia luogo nella sequenza appropriata. Le **figure 6 e 7** illustrano due modi nei quali questo risultato può essere ottenuto in pratica.

Fig. 6 - Un aumento del ritardo nell'intervento del CAG nei confronti degli stadi di ingresso può essere ottenuto collocando un diodo zener in serie all'alimentazione del primo attenuatore a diodi costituito da D1 e D2.

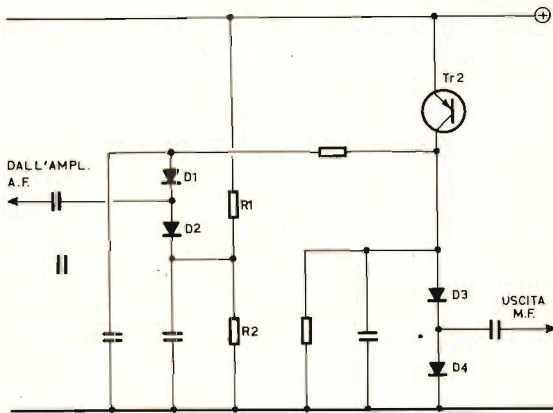



Fig. 7 - Un medesimo aumento del ritardo può essere ottenuto anche invertendo la polarizzazione dei diodi che costituiscono l'attenuatore dello stadio di ingresso.

In figura 6, si fa uso di un diodo zener (DZ) che viene impiegato in modo tale che la corrente che circola nel circuito di attenuazione a diodi collegato alla sezione di amplificazione ad Alta Frequenza non cominci a scorrere finché la corrente dello stesso attenuatore collegato all'amplificatore di Media Frequenza che segue non abbia provocato una considerevole attenuazione del guadagno totale. La resistenza tratteggiata è a volte necessaria per assicurare un funzionamento graduale, non appena il primo attenuatore entra in funzione.

Nel caso illustrato alla figura 7, si ottiene un effetto del tutto analogo a causa della polarizzazione inversa applicata all'attenuatore a diodi.

Sebbene negli ultimi anni siano stati realizzati numerosi circuiti di regolazione automatica del guadagno funzionanti a transistori e con prestazioni soddisfacenti, ben poco è stato pubblicato su questo argomento, ed inoltre quasi tutti i testi tecnici e la letteratura pubblicata dai fabbricanti contengono riferimenti a circuiti di controllo automatico del guadagno di natura assai semplice, basati sul sistema di rivelazione a basso livello e senza amplificazione della tensione di controllo.

Per questo motivo, si è tentato di mettere in risalto un metodo col quale è risultato possibile ottenere una efficacia assai maggiore del controllo automatico di guadagno, ben inteso a patto che il relativo circuito venga applicato nel modo corretto. Sotto questo aspetto, è assai importante assicurare che non si verifichino sovraccarichi di sorta nei confronti degli stadi.

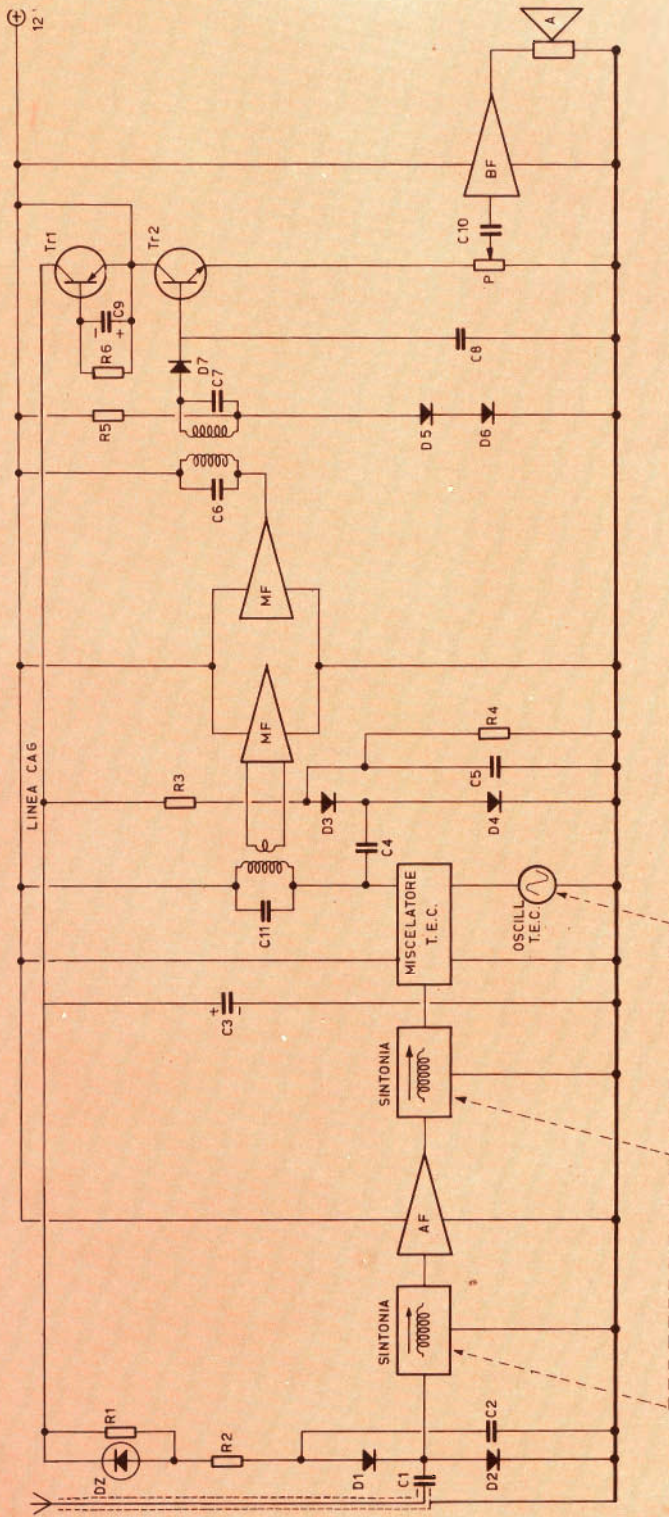



Fig. 8 - Esempio di applicazione del CAG ritardato ed amplificato in un autoradio. Con l'impiego di una capacità di 125 μF (C3) e di un'altra capacità di 40 μF (C9) si ottiene un rapido intervento con un lungo intervallo di disinnesto agli effetti del funzionamento del circuito automatico di regolazione. Ciò consente notevoli miglioramenti agli effetti dell'intensità della riproduzione, nonostante forti variazioni del segnale.

A tale riguardo è del pari importante che non venga applicata una tensione di polarizzazione inversa agli stadi di amplificazione a Media Frequenza che pilotano il rivelatore, in quanto ciò determinerebbe la disponibilità di una tensione di segnale insufficiente, lo stadio risulterebbe sovraccaricato con segnali di notevole ampiezza, e sarebbe inoltre presente una notevole distorsione nel segnale rivelato.

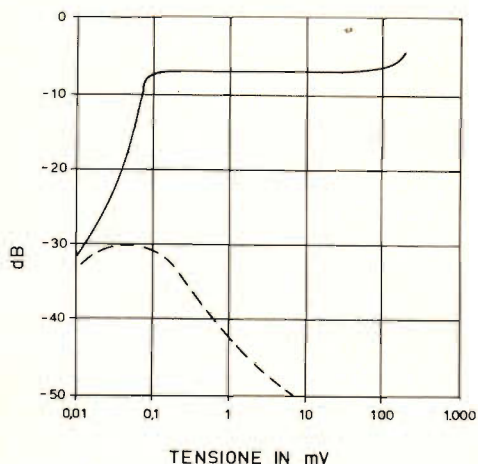



Fig. 9 - Grafico illustrante l'andamento del segnale a frequenza acustica e del segnale rumore in funzione del livello del segnale di ingresso, per il circuito illustrato alla figura 8. La curva continua rappresenta l'uscita a Bassa Frequenza sull'emettitore di Tr2, col 30% di modulazione. La curva tratteggiata rappresenta invece il segnale-rumore di uscita, ottenuto con una portante non modulata.

Un fattore di importanza certamente non minore consiste nell'assicurarsi che i ritardi scelti per separare i livelli di funzionamento della rete di controllo automatico del guadagno nei vari stadi siano tali da determinare una certa sovrapposizione. Ad esempio, se la gamma di controllo dell'ultimo stadio controllato è di 40 dB, il secondo dispositivo di controllo deve entrare in funzione immediatamente prima che il segnale aumenti di 40 dB al di sopra del livello in corrispondenza del quale il controllo automatico di guadagno comincia a funzionare.

Ciò non costituisce normalmente un problema quando vengono usati gli attenuatori a diodo, in quanto il loro effetto consiste in una attenuazione progressivamente maggiore, fino al punto in cui Tr2 si trova in stato di interdizione; è dunque ovvio che gli attenuatori degli stadi di ingresso entrino in funzione prima di questo punto, altrimenti sarebbero del tutto inefficaci.

Da tutto ciò, si deduce che è necessario soltanto stabilire livelli di tensione adatti ai vari interventi, tenendo presente la variazione della tensione disponibile sul collettore di Tr2. I livelli esatti di intervento devono essere sperimentati, e ciò in modo particolare se si desidera ottenere il minimo fattore di rumore e la minima distorsione per intermodulazione: ciò premesso, è altrettanto logico che l'impiego di un attenuatore a diodi all'ingresso del ricevitore può essere di notevole aiuto nella riduzione dell'intermodulazione, come pure agli effetti della protezione degli stadi di ingresso nei confronti di impulsi di tensione parassita dovuti ad effetti statici.

La **figura 8** illustra con maggiori dettagli il sistema descritto, così come è stato recentemente applicato ad un modello di autoradio, nel quale il controllo automatico di guadagno è di notevole importanza.

Le caratteristiche di funzionamento sono invece illustrate nel grafico di **figura 9**: come stadio di amplificazione a radiofrequenza viene impiegato un transistore, con l'aggiunta di un attenuatore a diodo nell'ingresso di antenna. Gli stadi di miscelazione e di produzione locale delle oscillazioni vengono realizzati con l'impiego di transistori ad effetto di campo. Il transistore dello stadio miscelatore viene usato in abbinamento con un altro transistore, in modo da costituire un circuito del tipo « cascode » che permette un valore più elevato dell'impedenza di carico, senza determinare problemi di instabilità. L'oscillatore funziona invece con basso livello del segnale iniettato, per ridurre l'intermodulazione ed i responsi spurii. Lo stadio oscillatore, anch'esso ad effetto di campo, viene stabilizzato mediante l'impiego di un diodo zener.

Osservando il circuito di figura 8, è facile riscontrare l'aggiunta di un altro con-

densatore elettrolitico (C3) nel circuito di collettore di Tr1: questo condensatore determina la costante di tempo del controllo automatico di guadagno, unitamente al condensatore collegato nel circuito di base di Tr2 stesso (C9). Con questo accorgimento, si ottiene un tempo di intervento assai più rapido, ed in un periodo di tempo di disinnesco assai più lento.

Il rapporto relativo tra il disinnesco e l'intervento può essere controllato variando il valore dei condensatori, e particolarmente variando il valore della capacità presente nel circuito di collettore di Tr1. In un ricevitore del tipo autoradio, è risultato preferibile ottenere un tempo di disinnesco più lento, con una rapidità di intervento maggiore, sia per proteggere gli ascoltatori contro le improvvise variazioni di livello sonoro durante l'esplorazione della scala delle frequenze, sia per evitare improvvise variazioni del livello di ricezione ogni qualvolta il veicolo passa al di sotto di strutture metalliche, come possono essere ad esempio i ponti ferroviari.

Ed ora l'argomento conclusivo: può sembrare opportuno disporre una capacità di valore ridotto in parallelo alla resistenza di emettitore di Tr2, per eliminare il residuo di Alta Frequenza dall'uscita a frequenza acustica: si tenga tuttavia presente che ciò determina un rapporto assai scadente tra l'effetto di carico alla corrente continua ed il medesimo effetto alla corrente alternata, così come le due correnti vengono « viste » dal rivelatore, con la conseguenza di una certa inattitudine a sopportare profondità di modulazione piuttosto elevate.

L'impedenza di ingresso dello stadio a frequenza acustica che segue il rivelatore deve quindi essere di natura resistiva fino al valore della Media Frequenza, ed inoltre il responso dell'amplificatore deve essere tale da eliminare di per sè stesso qualsiasi residuo della componente a Media Frequenza.

FATTI E COMMENTI

1 PROGETTO ESQUILINO

Di recente è stata attrezzata a Genova, con tutte le più moderne apparecchiature elettroniche la motonave Esquilino per campagne di ricerche sperimentali finanziate dalla CNR.

Con questa nave si prevede una serie di missioni scientifiche per una durata complessiva di due anni circa; in media ogni viaggio durerà cinque mesi. Con ciò ci si propone di verificare in quale modo una nave può essere controllata globalmente (anziché a settori separati e autonomi come avviene oggi) per mezzo di una centrale di calcolo automatico installata a bordo.

L'obiettivo è quello di arrecare un decisivo contributo, di carattere pratico e funzionale, allo sviluppo dell'automazione della nave; in particolare dell'apparato di propulsione e degli ausiliari di bordo fino ai più alti livelli tecnico-economici; e per seguire contemporaneamente l'ottimizzazione della rotta e della velocità della nave, tenendo conto delle condizioni meteorologiche previste e di quelle effettivamente incontrate.

Il calcolatore elettronico di bordo, avrà un compito fondamentale per il perseguimento di queste finalità.

Per quanto riguarda l'automazione dell'apparato propulsivo e degli ausiliari, assicurerà infatti la supervisione di tutte le operazioni affidate a dispositivi automatici, modificandone secondo la necessità le leggi di funzionamento, indicando gli opportuni interventi per prevenire avarie, sottraendo quindi alla fatica dell'uomo una serie di operazioni ripetitive. I dati che affluiranno al calcolatore saranno infatti confrontati con quelli contenuti nella sua « memoria » e che rappresentano le condizioni perfette di funzionamento: dal confronto fra queste due serie di dati, il calcolatore potrà così provvedere ad emettere gli impulsi correttivi agli strumenti impegnati nei vari compiti.

Analogamente, per quanto riguarda la ottimizzazione della rotta, il calcolatore indicherà — in ogni momento della traversata — il percorso minimo, l'angolo di rotta e la velocità più convenienti agli effetti del massimo profitto e del minor costo possibile in rapporto alle previsioni meteorologiche relative alle zone da attraversare.

Determinerà inoltre via via, utilizzando anche i segnali provenienti dai satelliti artificiali, il « punto nave », provvedendo alla correzione automatica della rotta e della velocità per mezzo di opportuni comandi al pilota automatico. In tal modo non soltanto saranno evitati i faticosi calcoli che ora vengono eseguiti manualmente per la determinazione del punto nave con l'impiego del sestante, ma si potrà ottenere con precisione molto maggiore di quella attuale il punto nave con frequenza sufficiente a consentire un controllo pressocché continuo della rotta percorsa e sarà scongiurato a priori l'inconveniente, oggi tutt'altro che raro, di dover rinunciare al rilevamento diretto per l'impossibilità di usare il sestante con cielo coperto.

2 TASSE E JUKE-BOX

Il Ministero delle Finanze, con nota n. 601.015 del 14 giugno 1969, modificando la sua precedente nota n. 105.772, ha stabilito che gli introiti che i proprietari di juke-box realizzano per l'uso che il pubblico fa di tali apparecchi, devono pagare l'I.G.E. in ragione dell'1,20% (invece del 4%) a partire dal 1° gennaio 1969, oltre a versare come per il passato i soliti diritti erariali (SIAE) nella misura del 10%.

3 PREZZI TELEVISORI A COLORI

In Italia la televisione a colori non esiste con la scusa che è « dispendiosa e voluttuaria ». C'è la TVC in Svizzera ed in Francia, in URSS ed in... Ungheria, ma non in Italia!

La TVC è poi « tanto dispendiosa » che anche egli Stati Uniti, dove i televisori sono particolarmente cari, con 117.700 lire si può comprare oggi un ottimo televisore a colori... portatile!

L'A.E.I.A. statunitense ha da poco comunicato che ormai negli Stati Uniti le vendite di televisori a colori sono superiori a quelle di apparecchi in « bianco e nero »!

Ma, come dicevamo, mentre all'estero si registrano passi da gigante nei perfezionamenti tecnici e nell'abbattimento dei costi di produzione dei televisori di ogni tipo, in Italia la indipendenza economica in tale settore è stata forse pregiudicata per sempre a favore di stranieri.

Ecco, comunque, qui di seguito, tradotti in lire italiane, i prezzi equivalenti a cui sono stati venduti su un mercato « caro » come quello degli Stati Uniti, nel 1969 i televisori a colori.

I modelli esitati sul mercato sono stati più di... 600 e per ogni marca citata, affinché il Lettore possa giudicare imparzialmente, riportiamo sia i prezzi dei modelli più economici che di quelli più cari.

MARCA	TIPO	PREZZO EQUIVALENTE (in lire ital.)
« ADMIRAL »	Mod. 4009P da 14", ibrido, portatile » 3L361 da 23", a valvole » 3ST351 da 23", a valvole	176.400 333.900 535.500
« ELECTROHOME »	Mod. « Cabaret » da 22", a valvole » « Conestoga » da 23", a valvole » « Barcelona » da 23", a valvole	344.900 472.500 941.850
« DU MONT »	Mod. 55T01 da 23", a valvole » 55C29 da 23", a valvole	283.500 345.500
« EMERSON »	Mod. 35P03 da 15", a valvole, portatile » 29P08 da 18", a valvole » 26C36 da 23", a valvole	176.400 207.900 283.500
« GENERAL EL. »	Mod. WM210HBR da 10", a valvole, portatile » WM230GBG da 14", a valvole, portatile » M364EWD da 20", a valvole » M932EPN da 23", a valvole	117.700 169.100 270.900 430.200
« HEATH Co. »	Mod. GR-180 da 18", a valvole » GR-227 da 20", a valvole » GR-295 da 23", a valvole	219.600 251.900 283.500
« HITACHI »	Mod. CNA-24T da 18", a valvole	233.100

« MAGNAVOX »	Mod. IC6250 da 18″, a valvole	233.100
	» IC6402 da 21″, a valvole	249.800
	» IC6902 da 23″, a valvole	352.800
	» IC7011 da 23″, a valvole	523.450
	» IC7645 da 23″, a valvole	689.850
« MOTOROLA »	Mod. CP468EN da 14″, a valvole, portatile	189.000
	» CT800EN da 23″, a valvole	296.100
	» WU870EW da 23″, a transistor	409.500
	» LK837EW da 23″, a valvole	582.750
	» MD850EW da 23″, a transistor	803.250
« PANASONIC »	Mod. CT-21P da 12″, ibrido, portatile	195.300
	» CT-92D da 18″, a valvole	252.000
« PHILCO »	Mod. 533BR da 18″, ibrido	233.100
	» 6202BK da 23″, ibrido	283.500
	» 635WXA da 23″, ibrido	504.000
« RCA »	Mod. EL-418 da 14″, a valvole, portatile	198.500
	» FL-520 da 23″, a valvole	299.800
	» HL-818 da 23″, a valvole	614.250
« SONY »	Mod. 7010 da 7″, a transistor, portatile	270.900
« SYLVANIA »	Mod. CD13W da 18″, a valvole, portatile	233.100
	» CF500E da 23″, a valvole	283.500
	» CF240CR da 23″, ibrido	756.000
« WESTINGHOUSE »	Mod. CP84A19 da 14″, portatile	198.500
	» CK93A49 da 23″	346.500
	» CC93A67 da 25″	567.000
« ZENITH »	Mod. Z3504-1 da 14″, a valvole, portatile	199.500
	» Z4501J da 23″, a valvole	296.100
	» Z85550 da 23″, a valvole	771.750

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

GLI ANIMALI E NOI

Insomma, c'è poco da dire: abbiamo l'intelligenza e non passa giorno, ora, minuto, secondo che non ce ne vantiamo. Basti pensare che gli uomini sono giunti a inventare il titolo di commendatore per darsi delle arie, e è detto tutto.

Però questa intelligenza, che fra l'altro ci procura un sacco di guai, la paghiamo piuttosto cara. Mancano agli uomini infinite proprietà di cui gli animali dispongono tranquillamente, e che noi andiamo scoprendo con gran fatica mettendo in moto i nostri cervelloni.

Come proprietà di rapporto non col mondo esterno, ma coi fenomeni che non cadono direttamente sotto i nostri sensi, a noi sono rimasti solamente i calli per capire quando pioverà.

E se, ci fate caso, i meteorologhi sbagliano le previsioni che è un piacere sentirli, i calli non sbagliano mai.

Ora si è scoperto che degli animali lontanissimi nella scala di « nobilità » costruita da noi, le conchiglie per essere precisi, si accorgono della presenza dei raggi gamma. Noi abbiamo bisogno di tubi speciali per seguire tal sorta di raggi. Se ci trovassimo in mezzo, ci lasceremmo bombardare fino a morirne perché, rispetto ai raggi gamma in natura, noi siamo come dei somari al museo del Louvre: non ci accorgiamo di nulla. Le conchiglie, invece, chiudono le valve e s'insabbiano immediatamente.

Tralasciamo i fenomeni arcinoti come il senso di orientamento dei volatili e il radar dei pipistrelli. A proposito di pipistrelli, si sta scoprendo che il letargo invernale di questi topi volanti sospende le loro funzioni vitali che vengono poi riattivate.

Altre proprietà, che noi ce le sogniamo, sono per esempio quelle del serpente a sonagli il quale si orienta, nel buio più profondo, verso la preda essendo guidato dai raggi infrarossi che il sangue della preda stessa emette col calore. O quella della lucciola che trasforma l'energia in luce. Anche noi riproduciamo il fenomeni della luce fredda nei tubi fluorescenti, ma mentre nella lucciola l'80% dell'energia diventa luce, nei nostri tubi succede che la massima parte dell'energia viene dispersa, e non riusciamo a capire come la natura possa fare il contrario.

Gli esempi potrebbero riempire un intero volume, ma a questo punto mi piace immaginare un animale sensibile al pensiero umano. Il ragno, per esempio: il ragno mi ha sempre dato l'aria del filosofo. Esistenzialista mentre costruisce la tela, astratto puro quando se ne sta immobile ad aspettare che una mosca babbea cada nella sua rete. Il ragno — così sembra a me — osserva gli uomini dall'alto in basso, ne legge i pensieri e commenta: « Eccoli, i padroni del mondo; non sono capaci di andare d'accordo a due a due, basta guardare marito e moglie; figuriamoci quando si raccolgono in città, nazioni, in continenti. Più che bastoni fra le ruote non sanno mettersi, vicendevolmente, e con tutta serietà. Hanno l'intelligenza, sì, bella roba, ma con l'uso che ne fanno, impiegheranno ancora qualche miliardo di anni per conquistare ciò che noi, animali, già possediamo, e poi vedremo chi sarà più avanti. Per ora, che cosa sono gli uomini? Commendatori o contestatori, hanno una sola cosa più perfetta della loro intelligenza: i calli.

RAMANZINA SOLENNE

Sono stato chiamato in direzione. Una fifa che non vi dico. Non conoscete Antonio Marizzoli, il nostro direttore? Beati voi. E' alto come un granatiere maggiorato e sventola due baffi neri che paiono due ali distese di corvo. Nei giorni pari li pettina in su e nei giorni dispari in giù. Era un giorno dispari e il direttore Marizzoli aveva lo aspetto di Gengis Kahn, il tartaro, in pieno furore.

« Lei » mi ha urlato con la voce del tuono fra le gole dolomitiche « Lei che scrive solamente fesserie, non potrebbe una buona volta scrivere qualcosa di utile per i nostri lettori? Non è che io pretenda molto, ma almeno si sprema un poco per aiutare i lettori a procurarsi "Selezione Radio TV" nel 1970 ricordando loro che, dal prossimo anno, non sarà più venduta nelle edicole. E se Le avanza un po' di fosforo nel cervello, cosa di cui dubito, rammenti loro che l'unico mezzo per avere la rivista ogni mese è l'abbonamento. E chi si abbona entro novembre riceve qualcosa come tre regali. Lo andiamo pubblicando dal settembre, e Lei non ha collaborato per niente. Legge la nostra rivista, Lei, o legge Topolino? E poi ci sono le varie combinazioni con "Sperimentare" e con "Elettronica Oggi" ».

« Che cosa sa Lei di tutto ciò? Un bel niente. Non si è degnato di scrivere una sola parola. Io qui voglio gente che si dà da fare, capito? Si ricordi che se non ricevo il numero di abbonamenti che ho in mente io, La licenzio ».

Qui termina la ramanzina e incomincia il dramma giallo, l'enigma, la suspence. Sicuro, perché quale sarà il numero che Baffone — cioè il direttore Marizzoli — ha nella mente?

Ehi, ragazzi, abbonatevi. Tra l'altro, ci guadagnate voi. Il numero di "Sperimentare" che riceverete in dono — oltre a tre transistor e alla carta G.B.C. — è un gioiello per i tecnici. Anche il numero speciale di « Selezione Radio TV » che sarà offerto agli abbonati di « Sperimentare » è interessantissimo. Quasi quasi vale la pena di abbonarsi a tutte due le riviste perché, oltre tutto, il prezzo si riduce. O, addirittura, a tutte tre in quanto oltre a ridursi ulteriormente il prezzo complessivo, i regali aumentano. Insomma, fate voi ma fate presto. Altrimenti non trovate più la rivista in vendita e Baffone manda all'inferno me con tutta la scrivania.

Zio Ruben

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 SB 218	2 N 1926
2 SB 219	AC 128
2 SB 220	AC 128
2 SB 221	AC 128
2 SB 222	AC 128
2 SB 223	AC 128
2 SB 224	2 N 1924
2 SB 225	AC 128
2 SB 226	AC 128
2 SB 227	AC 128
2 SB 248	AC 128
2 SB 248 A	AC 128
2 SB 249	ASZ 18
2 SB 250	AD 140
2 SB 250 A	AD 140
2 SB 251	AD 140
2 SB 252 A	ASZ 18
2 SB 253	ASZ 18
2 SB 254	AC 125
2 SB 261	AC 125
2 SB 262	AC 125
2 SB 263	AC 128
2 SB 264	AC 125
2 SB 275	AU 103
2 SB 276	AU 103
2 SB 282	ASZ 15
2 SB 283	ASZ 16
2 SB 284	ASZ 17
2 SB 285	ASZ 18
2 SB 346	AC 126
2 SB 348	AC 126
2 SC 11	ASY 73
2 SC 78	ASY 74
2 SC 89	ASY 74
2 SC 90	ASY 73/74/75
2 SC 91	ASY 73/74/75
2 SC 183	BF 115
2 SC 184	BF 115
2 SC 185	BF 115
2 SD 33	AC 127
2 SD 37	AC 127
2 SD 61	AC 127
2 SD 62	AC 127
2 SD 63	AC 127
2 SD 64	AC 127
2 SD 65	AC 127
2 SD 66	AC 127
2 SD 75	AC 127
2 SD 77	AC 127
2 SD 178	AC 127

Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 SA 342	AF 178
2 SA 352	AF114-AF124
2 SA 353	AF114-AF124
2 SA 380	AF 124
2 SA 381	AF 124
2 SA 382	AF 124
2 SA 383	AF 124
2 SA 384	AF 124
2 SA 400	AF 124
2 SB 12	AC 125
2 SB 13	AC 128
2 SB 16	AD 140
2 SB 17	AD 140
2 SB 25	AD 139
2 SB 26	AD 139
2 SB 27	AD 140
2 SB 28	AD 140
2 SB 29	AD 140
2 SB 30	AD 140
2 SB 31	AD 140
2 SB 32	AC 125
2 SB 33	AC 128
2 SB 34	AC 128
2 SB 37	AC 128
2 SB 38	AC 128
2 SB 39	AC 126
2 SB 40	AC 126
2 SB 41	AD 149
2 SB 44	AC 128
2 SB 46	AC 125
2 SB 47	AC 125
2 SB 48	AC 125
2 SB 49	AC 132
2 SB 50	AC 132
2 SB 51	AC 128
2 SB 52	AC 128
2 SB 53	AC 132
2 SB 54	AC 125
2 SB 55	AC 128
2 SB 56	AC 132
2 SB 57	AC 128
2 SB 58	AC 128
2 SB 59	AC 126
2 SB 60	AC 128
2 SB 60 A	AC 128
2 SB 61	AC 132
2 SB 62	AD 149
2 SB 63	AD 149
2 SB 65	AC 125
2 SB 66	AC 125

Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 SB 68	OC 77-ASY 77
2 SB 73	AC 107
2 SB 74	AC 125
2 SB 75	AC 125
2 SB 76	AC 126
2 SB 77	AC 132
2 SB 78	AC 126
2 SB 79	AC 128
2 SB 83	AD 140
2 SB 84	AD 140
2 SB 89	AC 128
2 SB 90	AC 125
2 SB 91	AC 132
2 SB 94	AC 128
2 SB 97	AC 126
2 SB 98	AC 125
2 SB 99	AC 125
2 SB 100	AC 125
2 SB 101	AC 128
2 SB 102	AC 128
2 SB 103	AC 128
2 SB 104	AC 128
2 SB 105	AC 128
2 SB 106	AD 149
2 SB 108	AD 149
2 SB 109	AD 149
2 SB 110	AC 125
2 SB 111	AC 125
2 SB 112	AC 132
2 SB 113	AC 125
2 SB 114	AC 125
2 SB 115	AC 125
2 SB 116	AC 125
2 SB 117	AC 125
2 SB 119	AD 149
2 SB 120	AC 125
2 SB 122	ASZ 15
2 SB 124	ASZ 15
2 SB 125	ASZ 16
2 SB 128	ASZ 15
2 SB 131	AD 149
2 SB 134	AC 125
2 SB 135	AC 125
2 SB 136	AC 128
2 SB 137	AD 149
2 SB 140	ASZ 16
2 SB 141	ASZ 15
2 SB 142	AD 140
2 SB 143	AD 140
2 SB 144	AD 140

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 SB 145	AD 140	2 T 11	AC 128	2 T 383	AC 132
2 SB 146	AD 140	2 T 12	AC 128	2 T 508	BY 100
2 SB 148	ASZ 18	2 T 13	AC 128	2 T 511	ASY 73
2 SB 153	AC 125	2 T 14	AC 128	2 T 512	ASY 73
2 SB 154	AC 132	2 T 15	AC 128	2 T 513	ASY 73
2 SB 155	AC 128	2 T 16	AC 128	2 T 520	ASY 73
2 SB 156	AC 128	2 T 17	AC 128	2 T 521	ASY 73
2 SB 156 A	AC 128	2 T 21	AC 128	2 T 522	ASY 73
2 SB 157	OC 57	2 T 22	AC 128	2 T 523	ASY 73
2 SB 158	OC 58	2 T 23	AC 128	2 T 551	ASY 74
2 SB 159	OC 59	2 T 24	AC 128	2 T 552	ASY 73
2 SB 160	OC 60	2 T 25	AC 128	2 T 682	ASY 73
2 SB 161	AC 125	2 T 26	AC 128	2 T 701	ASY 74
2 SB 162	AC 128	2 T 51	ASY 73	2 T 2001	AF114-AF124
2 SB 163	AC 128	2 T 52	ASY 73	2 T 3011	ASZ 16
2 SB 164	AC 128	2 T 53	ASY 74	2 T 3021	ASZ 15
2 SB 165	AC 125	2 T 54	ASY 74	2 T 3030	AD 140
2 SB 166	AC 128	2 T 61	ASY 73	2 T 3031	AD 140
2 SB 168	AC 126	2 T 62	ASY 73	2 T 3032	AD 140
2 SB 169	AC 128	2 T 63	ASY 74	2 T 3033	AD 140
2 SB 170	AC 125	2 T 64 R	ASY 74	2 T 3041	AD 140
2 SB 171	AC 125	2 T 65	ASY 74	2 T 3042	AD 140
2 SB 172	AC 132	2 T 65 R	ASY 74	2 T 3043	AD 140
2 SB 173	AC 125	2 T 66	ASY 75	2 X 103 G	OA 70
2 SB 174	AC 128	2 T 66 R	ASY 75	2 X 104 G	OA 70
2 SB 175	AC 126	2 T 67	ASY 75	2 X 106 G	OA 81
2 SB 176	AC 128	2 T 71	ASY 73	3 N 25/501	AF115-AF125
2 SB 177	OC 77-ASY 77	2 T 72	ASY 73	3 NU 40	AC 125
2 SB 178	AC 128	2 T 73 R	ASY 74	3 NU 70	AC 125
2 SB 180	AD 140	2 T 74	ASY 74	3 T 508	BY 100
2 SB 181	AD 140	2 T 75 R	ASY 73	4/10	OA 81-OA 85
2 SB 183	OC 60	2 T 76	ASY 75	4/12	OA 91-OA 95
2 SB 183 A	OC 60	2 T 77 R	ASY 73	4 JD 1 A 17	AC 132
2 SB 184	AC 125	2 T 78 R	ASY 73	4 NU 40	AC 125
2 SB 185	AC 125	2 T 85	ASY 73	4 NU 70	AC 125
2 SB 186	AC 125	2 T 89	ASY 73	4 T 508	BY 100
2 SB 188	AC 128	2 T 201	AF115-AF125	5/2	OA 70
2 SB 189	AC 128	2 T 203	AF114-AF124	5/4	OA 79
2 SB 190	AC 125	2 T 204	AF114-AF124	5/5	OA 79
2 SB 191	AC 125	2 T 204 A	AF114-AF124	5/6	OA 81
2 SB 192	AC 125	2 T 205	AF114-AF124	5/61	OA 81
2 SB 193	AC 128	2 T 205 A	AF114-AF124	5/62	OA 81
2 SB 195	AC 128	2 T 311	AC 132	5/105	2-OA 79
2 SB 196	AC 128	2 T 312	AC 132	5 A 8	BY 100
2 SB 197	AC 128	2 T 313	AC 132	5 C	OAP 12
2 SB 198	AC 128	2 T 314	AC 132	5 J/180	OA 79
2 SB 199	AC 128	2 T 315	AC 132	5 J/180 E	OA 73
2 SB 200	AC 128	2 T 321	AC 128	5 MA 8	BY 100
2 SB 201	ASY 80	2 T 322	AC 128	5 P	OAP 12
2 SB 202	AC 128	2 T 323	AC 128	6 XT 2	AC 125

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
7 OA	OA 7	18 T 1	AC 128	38 Z 6 A	BZY 59
8 D	AF 127	18 Z 6	BZY 88-C6V2	39 T 1	2 N 1307
8 E	AF 127	19 P 1	OA 90-OA 47	39 Z 6	BZY 60
8 F	AF 127	19 P 2	OA 200	39 Z 6 A	BZY 60
8 G 7	BY 100	19 Z 6	BZY 88-C6V8	40 J 2	BY 100
10/2	BY 114	20 Z 6	BZY 88-C7V5	40 P 1	OA 79
10 A	OAP 12	21 Z 6	BZY 88-C8V2	40 Z 6	BZY 61
10 J 2	BY 114	22 P 1	BAY 38	40 Z 6 A	BZY 61
10 J 2 F	BYX 36-100	22 R 2	BYX 13-400	41 J 2	BY 100
10 R 2	BYZ 13	22 Z 6	BZY 88-C9V1	41 P 1	OA 79
11 A	OAP 12	23 J 2	BYX 10	41 Z 6	BZY 62
11 J 2	BY 114	23 R 2	BYX 13-600	41 Z 6 A	BZY 62
11 J 2 F	BYX 36-100	24 J 2	OA 202	42 J 2	BY 114
11 Z 4	BZY 88-C4V3	24 R 2	BYX 13-800	42 Z 6	BZY 63
O 12 H 01	AF 127	25 J 2	OA 202	42 Z 6 A	BZY 63
12 J 2	BY 114	25 P 1	AAZ15-OA5	43 P 1	OA 70
12 J 2 F	BYX 36-200	25 R 2	BYX 13-1000	44 P 1	OA 79
12 P 2	OA 202	25 T 1	AF116-AF126	44 P 2	OA 202
12 T 2	BSY 11	26 J 2	OA 200	44 R 2	BYZ 12
12 Z 4	BZY 88-C5V1	26 P 1	OA 86	44 T 1	AC 128
13 J 2	BA 148	26 R 2	BYX 13-1200	45 J 2	BA 100
13 J 2 F	BYX 36-400	26 T 1	AF116-AF126	45 P 1	OA 202
13 P 1	AAZ 18-OA 47	27 J 2	OA 200	45 P 2	OA 202
13 P 2	BYX 10	28 J 2	OA 200	46 P 1	OA 79
13 Z 4	BZY 88-C6V2	31 T 1	AF 126	46 P 2	BA 100
14 J 2	BY 114	31 T 2	2 N 696	47 P 2	OA 200
14 J 2 F	BYX 36-400	32 T 1	AF 126	48 P 2	BA 100
14 P 1	AAZ 15-OA5	33 T 1	AF 127	50 D 8	BY 100
14 P 2	OA 202	33 T 2	2 N 697	50 E 8	BY 100
14 R 2	BYZ 12	34 P 4	BAX 13	50 J 2	BY 100
14 Z 4	BZY 88-C7V5	34 T 1	AF 127	52 Z 4	BZZ 14
15 J 2	BY 100	34 T 2	2 N 696	53 Z 4	BZY 74
15 P 1	AAZ15-OA5	34 Z 6	BZY 64	54 Z 4	BZY 75
15 P 2	OA 202	34 Z 6 A	BZY 64	55 Z 4	BZY 76
15 Z 4	BZY 88-C9V1	35 P 4	1 N 914 A	56 Z 4	BZZ 22
15 Z 6	BZY 88-C4V7	35 T 1	AF 127	57 OC	OC 58
16 J 2	BY 100	35 T 2	2 N 697	57 Z 4	BZZ 23/24
16 J 2 F	BYX 10	35 Z 6	BZY 56	57 Z 6	BZZ 14
16 P 1	OA 85	35 Z 6 A	BZY 56	58 Z 6	BZZ 15
16 P 2	OA 200	36 P 4	1 N 914	59 Z 6	BZZ 16
16 Z 4	BZY 88-C12	36 T 1	AF 127	60 J 2	BYX 36-100
16 Z 6	BZY 88-C5V1	36 T 2	2 N 697	60 Z 6	BZZ 17
17 P 1	AAZ15-OA5	36 Z 6	BZY 57	61 J 2	BYX 36-100
17 P 2	OA 200	36 Z 6 A	BZY 57	61 Z 6	BZZ 18
17 T 1	ASY 80	37 P 4	1 N 914 A	62 J 2	BYX 36-200
17 Z 4	BZY 88-C12	37 T 1	AF 127	62 R 2	BYY 22
17 Z 6	BZY 88-C5V6	37 Z 6	BZY 58	62 Z 6	BZZ 19
18 J 2	BY 100	37 Z 6 A	BZY 58	63 J 2	BYX 36-200
18 J 2 F	BXY 10-BY 127	38 T 1	2 N 1305	63 Z 6	BZZ 20
18 P 2	OA 200	38 Z 6	BZY 59	64 J 2	BYX 36-400

Tipo	Corrispondente PHILIPS
64 R 2	BYY 24
64 T 1	2 N 1307
64 Z 6	BZZ 21
65 J 2	BYX 10
65 T 1	2 N 1309
65 Z 6	BZZ 22
66 J 2	BYX 10
66 Z 6	BZZ 23
67 J 2	BYX 10
75 D 8	BY 100
75 E 8	BY 100
80 AS	BY 100
80 H	BY 100
82 T 1	AD 140
85 P 1	AAZ 18
104 Z 4	BZY 88-C4V7
105 Z 4	BZY 88-C5V1
106 Z 4	BZY 88-C5V6
107 Z 4	BZY 88-C6V2
108 Z 4	BZY 88-C6V8
109 Z 4	BZY 88-C7V5
110 Z 4	BZY 88-C8V2
111 Z 4	BZY 88-C9V1
112 Z 4	BZY 88-C12
115 Z 4	BZZ 24
125 T 1	OC 80
126 T 1	OC 80
127 T 1	OC 80
134 P 4	BAY 38
135 P 4	BAY 38
136 P 4	BAY 38
137 P 4	BAY 38
146 T 1	AD 140
147 T 1	ASZ 16
153 T 1	AF117-AF127
154 T 1	AF116-AF126
155 T 1	AF116-AF126
156 T 1	AF115-AF125
157 T 1	AF114-AF124
159 T 1	AF 179
160 T 1	AF 102
161 T 1	AF 102
162 J 2	BYX 36-200
162 T 1	AF 102
163 J 2	BYX 36-200
164 J 2	BYX 36-400
205 Z 4	BZZ 14
206	OC 66-ASY 73
206 Z 4	BZZ 15
207	ASY 73
207 Z 4	BZZ 17
208	ASY 73
208 Z 4	BZZ 18
209 Z 4	BZZ 19
210 Z 4	BZZ 20
211 Z 4	BZZ 21
212 Z 4	BZZ 22
213 Z 4	BZZ 24
215 Z 4	BZZ 24
222	AF 127
223	ASY 74
225	AF 127
228	AF 126
300	AC 126
301	AC 126
302	AC 126
310	AC 126
322 T 1	AC 125
323 T 1	AC 126
324 T 1	AC 126
325 T 1	2 N 396
326 T 1	2 N 396
350	AC 132
352	AC 132
353	AC 132
406 Z 4	BZY 88-C6V2
409 Z 4	BZY 88-C9V1
412 Z 4	BZY 88-C12
420 T 1	AC 128
421 T 1	AC 128
442 CE	OC 30
456 Z 4	BZY 74
459 Z 4	BZY 76
474	2 N 929
475	2 N 930
486 T 1	AC 125
501 T 1	AF 178
503 T 1	AF 178
505 T 1	AF 179
508 T 1	AF 179
520 T 1	AC 128
521 T 1	AC 128
536 J 2 F	BYX 36-100
537 J 2 F	BYX 36-200
538 J 2 F	BYX 36-200
539 J 2 F	BY 126
540 J 2 F	BY 126
547 J 2 F	BYX 10
570 C	OC 58
641 T 1	AC 132
665 T 1	AC 126
687 T 1	AC 125
688 T 1	AC 125
689 T 1	AC 125
690 T 1	AC 125
691 T 1	AC 125
692 T 1	AC 125
830	ASY 74
904	ASY 74
905	ASY 74
941 T 1	AC 128
965 T 1	AC 126
987 T 1	AC 132
988 T 1	AC 132
989 T 1	AC 125
990 T 1	AC 125
991 T 1	AC 125
992 T 1	AC 125
1032	AC 132
1033	AC 132
1034	AC 132
1035	AC 132
1036	AC 132
1095 J 2 F	BYX10-BY126
1096 J 2 F	BYX 10
1320	AC 132
1330	AC 132
1340	AC 132
1350	AC 132
1360	AC 132

Tipo	Corrispondente PHILIPS
1390	AF 127
1392	2 N 2410
1400	AF 127
1410	AF 127
6011	OA 47
8121	BZY 88-C12
8121 A	BZY 88-C12
8560	BZY 88-C5V6
8560 A	BZY 88 C5V6
09390	AC 132
09391	AC 132
12119	AC 132
12152	AC 132
12153	AF 126
12161	AC 128
12163	AF117-AF127
12165	AF 127
12166	AF 127
12173	AF 127
12178	AF117-AF127
56232	56232
56238	56238
815036	AF 126
815037	AF 127
815038	AC 132

Tipo	Corrispondente PHILIPS
A 23 M	BYX 39/600
A 23 N	BYX 39/800
A 23 P	BYX 39/1000
A 28 B	BYX 30/200
A 28 C	BYX 30/300
A 28 D	BYX 30/400
A 40 B	BYX 13/400
A 40 C	BYX 13/600
A 40 D	BYX 13/800
A 40 E	BYX 13/1000
A 40 M	BYX 13/1200
A 44 B	BYX 13/400
A 44 C	BYX 13/600
A 44 D	BYX 13/800
A 44 E	BYX 13/1000
A 44 M	BYX 13/1200
A 70 B	BYX 32/200
A 70 D	BYX 32/400
A 70 M	BYX 32/600
A 70 N	BYX 32/800
A 70 P	BYX 32/1000
A 90 B	BYX 33/200
A 90 D	BYX 33/400
A 90 M	BYX 33/600
A 90 N	BYX 33/800
A 90 P	BYX 33/1000
G 6 HZ	BYX 39/600
G 8 HZ	BYX 39/800
G 2006	BYX 38/300
G 4006	BYX 38/600
G 6006	BYX 38/900
G 8006	BYX 38/1200
GR 2010	BYX 30/200
GR 3010	BYX 30/300
GR 4010	BYX 30/400
K 2040	BYZ 14
K 3040	BYY 73
K 4040	BYY 15
K 5040	BYY 75
K 6040	BYY 77
RN 2015	BYX 13/400
RN 3015	BYX 13/600
RN 4015	BYX 13/800
RN 5015	BYX 13/1000
RN 6015	BYX 13/1200
Si 61 E	BYX 14/400
Si 61 K	BYX 14/1200
Si 61 L	BYX 14/800
Si 91 E	BYX 33/200
Si 91 K	BYX 33/600

Tipo	Corrispondente PHILIPS
Si 91 L	BYX 33/400
Si 91 N	BYX 33/800
Si D 20 E	BYZ 14
Si D 20 K	BYY 77
Si D 20 L	BYY 15
S T 1	BYX 14/400
S T 2	BYX 14/800
1 N 1186	BYX 34/200
1 N 1187	BYX 34/300
1 N 1188	BYX 34/400
1 N 1189	BYX 34/500
1 N 1399	BYX 32/200
1 N 1401	BYX 32/400
1 N 1403	BYX 32/600
1 N 2156	BYX 34/200
1 N 2157	BYX 34/300
1 N 2158	BYX 34/400
1 N 2159	BYX 34/500
1 N 3164	BYX 33/200
1 N 3168	BYX 33/400
1 N 3170	BYX 33/600
1 N 3172 A	BYX 33/800
1 N 3174 A	BYX 33/1000
1 N 3289	BYX 32/200
1 N 3291	BYX 32/400
1 N 3293	BYX 32/600
1 N 3294	BYX 32/800
1 N 3295	BYX 32/1000
1 N 3570	BYX 38/300
1 N 3572	BYX 38/600
1 N 3574	BYX 38/900
1 N 3891	BYX 30/200
1 N 3892	BYX 30/300
1 N 3893	BYX 30/400
1 N 3973	BYX 23/400
1 N 3974	BYX 23/600
1 N 3975	BYX 23/800
1 N 4047	BYX 33/200
1 N 4050	BYX 33/400
1 N 4052	BYX 33/600
1 N 4054	BYX 33/800
1 N 4056	BYX 33/1000
1 N 4588	BYX 14/400
1 N 4589	BYX 14/600
1 N 4590	BYX 14/800
1 N 4591	BYX 14/1000
1 N 4592	BYX 14/1200
9 B 20	BYX 14/400
9 B 40	BYX 14/800
9 B 60	BYX 14/1200

Tipo	Corrispondente PHILIPS
12 C 80	BYX 33/800
12 C 100	BYX 33/1000
12 C 120	BYX 33/1200
12 C 160	BYX 33/1600
12 F 20	BYX 30/200
12 F 30	BYX 30/300
12 F 40	BYX 30/400
26 R 2 S	BYX 25/600
28 R 2 S	BYX 25/800
30 R 2 S	BYX 25/1000
66 R 2 S	BYX 25/600
68 R 2 S	BYX 25/800
70 H 20	BYX 32/200
70 H 40	BYX 32/400
70 H 60	BYX 32/600
70 H 100	BYX 32/1000
70 R 2 S	BYX 25/1000
377 D	BYX 33/200
377 H	BYX 33/400
377 M	BYX 33/600
760 Z D	BYX 33/1200
760 Z M	BYX 33/1600
790 Z M	BYX 33/1600

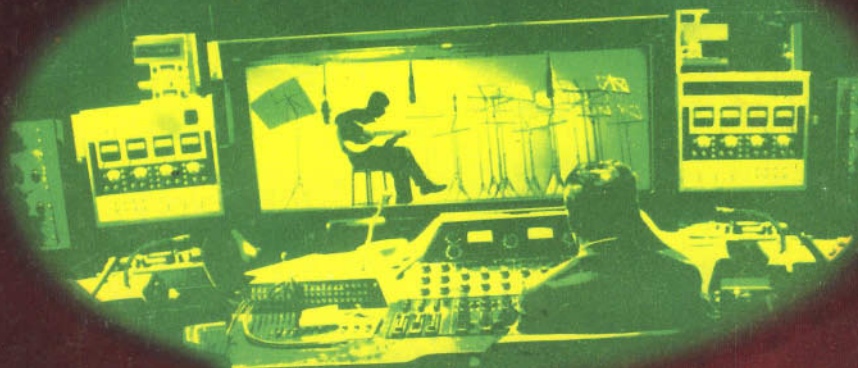
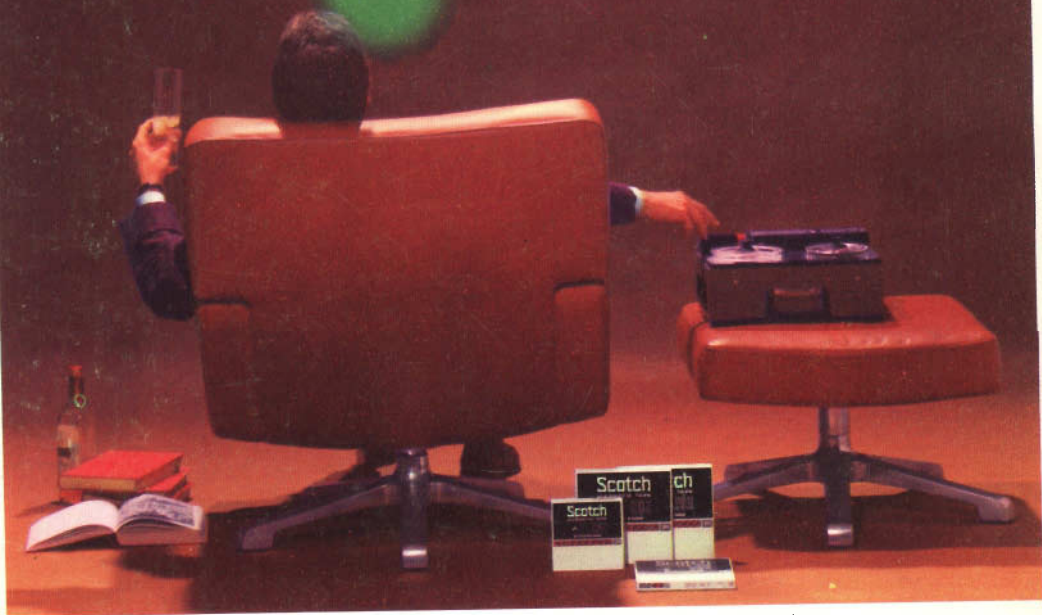
Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 683	BTY 91/100 R
2 N 685	BTY 91/200 R
2 N 687	BTY 91/300 R
2 N 688	BTY 91/400 R
2 N 689	BTY 91/500 R
2 N 690	BTY 91/600 R
2 N 691	BTY 91/700 R
2 N 692	BTY 91/800 R
2 N 1772	BTY 79/100 R
2 N 1774	BTY 79/200 R
2 N 1776	BTY 79/300 R
2 N 1777	BTY 79/400 R
2 N 1778	BTY 79/500 R
2 N 1779	BTY 79/600 R
2 N 1793	BTY 99/100 R
2 N 1795	BTY 99/200 R
2 N 1797	BTY 99/300 R
2 N 1798	BTY 99/400 R
2 N 1799	BTY 99/500 R
2 N 1800	BTY 99/600 R
2 N 1801	BTY 99/700 R
2 N 1802	BTY 99/800 R
2 N 1805	BTY 99/500 R
2 N 1806	BTY 99/600 R
2 N 1844 B	BTY 87/100 R
2 N 1846 B	BTY 87/200 R
2 N 1848 B	BTY 87/300 R
2 N 1849 B	BTY 87/400 R
2 N 1850 B	BTY 87/500 R
2 N 1911	BTY 99/100 R
2 N 1913	BTY 99/200 R
2 N 1915	BTY 99/300 R
2 N 1916	BTY 99/400 R
2 N 3091	BTX 38/600 R
2 N 3092	BTX 38/700 R
2 N 3093	BTX 38/800 R
2 N 3099	BTX 38/600 R
2 N 3100	BTX 38/700 R
2 N 3101	BTX 38/800 R
2 N 3655	BTX 64/100 R

Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 3656	BTX 64/200 R
2 N 3657	BTX 64/300 R
2 N 3658	BTX 64/400 R
2 N 3886	BTX 41/200 R
2 N 3888	BTX 41/400 R
2 N 3890	BTX 41/600 R
2 N 3892	BTX 41/800 R
2 N 3894	BTX 41/1000R
2 N 3895	BTX 41/1200R

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico Scotch DYNARANGE

- **minimo rumore di fondo**
- **maggiore fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.
Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.
Maggiore fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.

Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,75 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA